Elektronica en Telecommunicatie 12

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.391.82:621.396.4

Radiostoringen [1])

VII. Interferentie tussen straalverbindingen en satellietcommunicatiesystemen [2])

door J. W. A. van der Scheer Ing., Dr. Neherlaboratorium, PTT



Summary: *Interference between microwave radio relay systems and communication satellite systems.*
Interference between terrestrial microwave radio relay systems and communication satellite systems is possible because both systems share the same frequency bands. The geometrical situation of terrestrial microwave radio relay links interfering with, or interfered by, a satellite in a stationary orbit, is discussed and the limitations of power and deviations of direction of the antenna of the microwave link from the stationary orbit set by C.C.I.R., are mentioned.

Interference between an earth station and the dense Netherlands microwave radio relay network is further analysed. Frequency spectra of wanted signals and interfering signals are indicated at the receiving end of a terrestrial radio relay system, and at the entrance of a satellite earth station. The calculation of the interference has made clear that frequency dispersion is a necessary method to keep the baseband noise power within acceptable limits.

1. Inleiding

De frequenties die bij straalverbindingen en satellietcommunicatiesystemen in gebruik zijn, liggen tussen 2 en 10 GHz en worden niet gestoord door machines of elektrische apparaten, welke op lagere frequenties moeilijkheden opleveren. Evenmin worden storingen van atmosferische ontladingen ondervonden. De thermische ruis is hier bepalend voor de ontvangkwaliteit van de verbinding. Het vermogen van de thermische ruis aan de ingang van de ontvanger wordt bepaald door de temperatuur van het punt waarnaar de scherp bundelende antenne 'kijkt'. Voor een straalverbinding is dit voor het grootste deel de aarde en de atmosfeer, zodat de effectieve antennetemperatuur ongeveer 200 °K is, overeenkomend met een ruisvermogen van -170 dBW/4 kHz of 10^{-17} W/4 kHz. De antenne van de satellietontvanger heeft een veel lagere ruistemperatuur; deze is, afhankelijk van de richting, ongeveer 10 °K, hetgeen overeenkomt met een ruisvermogen van -183 dBW/4 kHz. Daar tevens de eigen ruis van de eenvoudige straalverbindingsontvanger veel hoger is dan die van de kwalitatief extreem goede satellietcommunicatie-ontvanger, volgt uit het bovenstaande dat de veel gevoeliger satellietcommunicatie-ontvanger ook eerder door een ongewenst signaal gestoord zal worden.

Aangezien aan straalverbindingen en satellietcommunicatiesystemen gelijke frequentiebanden zijn toegewezen, is onderlinge interferentie van de twee systemen niet te vermijden; deze legt beide systemen beperkingen op. Fig. 1 geeft een overzicht van de aan straalverbindingen en satellietcommunicatiesystemen toegewezen frequentiebanden. Tevens is het frequentieraster voor de straalverbindingsband van 6 GHz in de figuur aangeven. Voor opeenvolgende trajecten liggen de zendfrequenties afwisselend in het onderste en het bovenste deel van de toegewezen frequentieband.

2. Wederzijdse storing van straalverbinding en zendontvanger in de satelliet

Een straalverbinding kan een ontvanger in een satelliet storen indien de antenne van de straalverbinding, welke een sterke bundeling in de hoofdrichting bezit, naar de satelliet schijnt. Aangezien straalverbindingen in het horizontale vlak stralen, zullen in hoofdzaak storingen kunnen optreden indien de satelliet laag aan de horizon staat. Een systeem dat voor telecommunicatiedoeleinden zeer geschikt is, is de communicatie via een ten opzichte van de aarde schijnbaar stilstaande satelliet. Bij deze zogenaamde stationaire satelliet is de omlooptijd gelijk aan de omwentelingstijd van de aarde. Wil men hiervoor aan de kinetische evenwichtsvoorwaarden voldoen, dan moet de satelliet 36 000 km boven een punt op de equator staan. Gezien zijn vaste plaats, kan deze satelliet door bepaalde straalverbindingen continu worden gestoord.

Ter vermijding van interferentie zijn door het C.C.I.R. aanbevelingen (Recommendations) opgesteld, die het zendvermogen van straalverbindingen en satellietcommunicatiesystemen beperken. De straalverbinding is gebonden aan een maximaal zendvermogen van 20 W en een maximaal effectief uitgestraald vermogen ten opzichte van een isotroopstraler (effective isotropically radiated power, e.i.r.p.) van $+55$ dBW. Om de straalverbinding te beschermen mag de satelliet op aarde

[1]) Voordrachten gehouden voor het NERG tijdens de 195e werkvergadering te Leidschendam. Voor I en II zie *De Ingenieur* 1968, nr. 42, blz. ET 147 en ET 149. Voor III, IV, V en VI zie *De Ingenieur* 1968, nr. 46, blz. ET 161, ET 165, ET 169 en ET 171.

[2]) Manuscript ontvangen 16 mei 1968

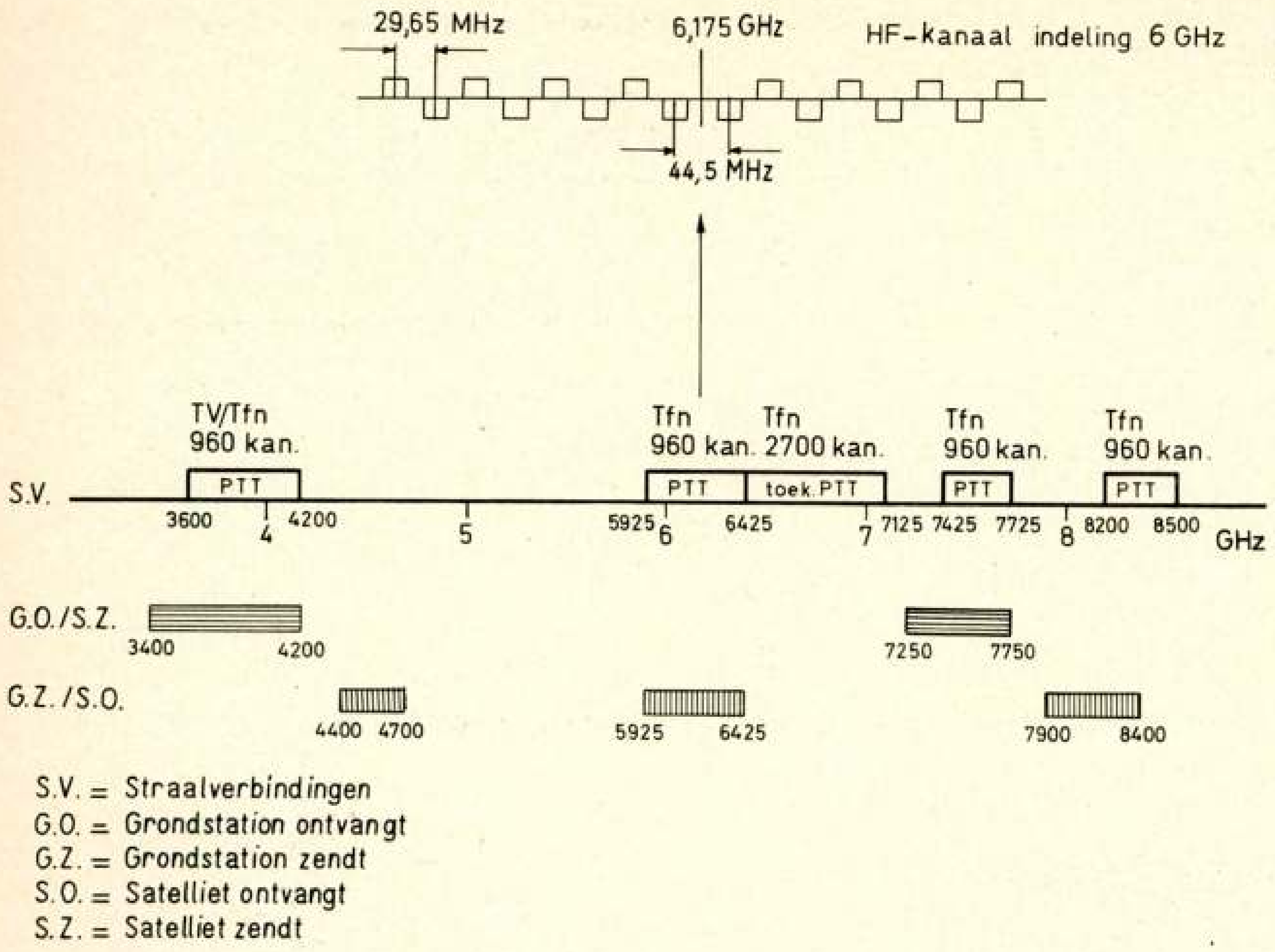


Fig. 1. Ligging van de frequentiebanden voor satellietcommunicatiesystemen en straalverbindingen.

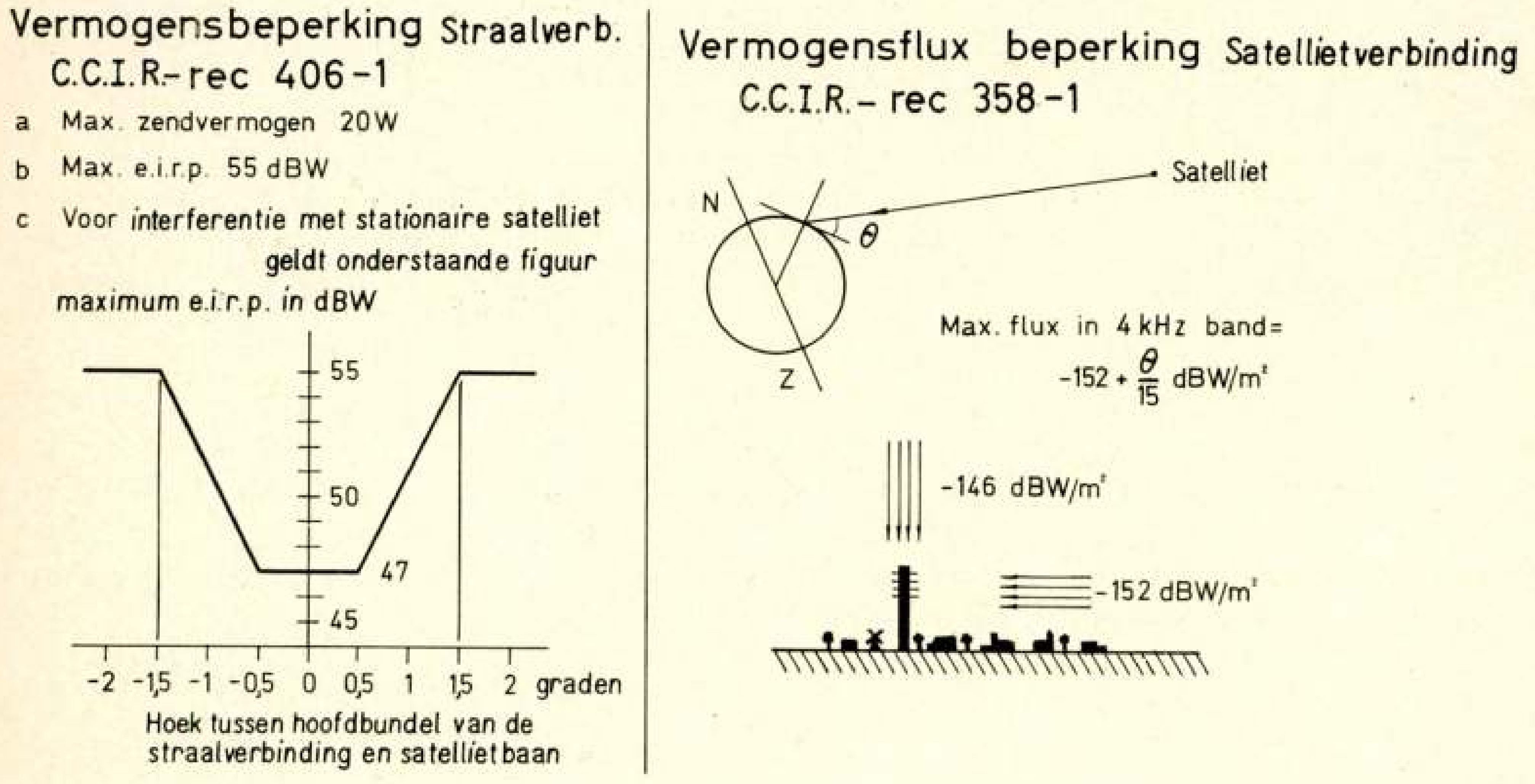


Fig. 2. Overzicht van de internationale afspraken betreffende vermogensbeperking van aardse straalzenders en zenders in een communicatiesatelliet, ter vermijding van onderlinge storing.

in een band van 4 kHz een vermogensflux produceren welke maximaal gelijk is aan $(-152+\frac{\theta}{15})$ dBW/m². Hierin is θ de hoek tussen het aardoppervlak en de richting van de satelliet in graden. Gezien het grote belang van de stationaire satellietbaan heeft men verzocht bij nieuwe straalverbindingen de hoofdlus van de antenne 2° van deze baan verwijderd te houden. Indien dit niet mogelijk is, moet het effectief uitgestraalde vermogen als functie van de afstand worden beperkt, zoals aangegeven in het overzicht van fig. 2.

Een beeld van de geometrie van twee op de breedte van Nederland gelegen straalverbindingen die de stationaire satellietbaan belichten, is gegeven in fig. 3. De beide azimutwaarden ten opzichte van het zuiden, welke in de figuur zijn getekend, bedragen voor Nederland ongeveer 80°. Als wij naar het zuiden kijken, zien wij de meetkundige plaats van alle mogelijke stationaire satellieten als een boog boven de horizon, met een hoogste elevatie van 30,5° precies in het zuiden.

In fig. 4 zijn op deze grafiek de plaatsen van de Intelsat I (Early Bird)- en een Intelsat II-satelliet aangegeven. Een verdikking van de curve rond Intelsat I duidt aan welke afwijkingen in de loop van de tijd zijn getolereerd. Tevens is het azimut omgerekend naar de plaats van de satelliet boven de equator; deze plaats, uitgedrukt in OL en WL, is uitgezet op de onderste schaal van de grafiek.

Bij een lage elevatie van de satelliet speelt de straalbreking in de atmosfeer een niet te verwaarlozen rol. Bij storingsberekeningen moet hiermee rekening worden gehouden. De afwijking van de baan is gestippeld in de figuur aangegeven.

De trajecten in het Nederlandse straalverbindingsnet, waarvan de hoofdbundel binnen 2° van de stationaire baan ligt, zijn berekend en aangegeven in fig. 5. Op de 120 trajecten komen 8 verbindingen voor die de baan belichten. Deze 7% is ten opzichte van het wereldgemiddelde, dat 2% bedraagt, vrij hoog; een en ander is het gevolg van de vele oost-westverbindingen in Nederland.

Fig. 6 geeft een overzicht van het aantal antennebundels van straalverbindingen over de gehele wereld, welke de stationaire baan binnen 2° belichten, als functie van de plaats boven de equator. De voor Nederland in aanmerking komende plaatsen, welke gestoord kunnen worden, zijn in de grafiek omlaag uitgezet.

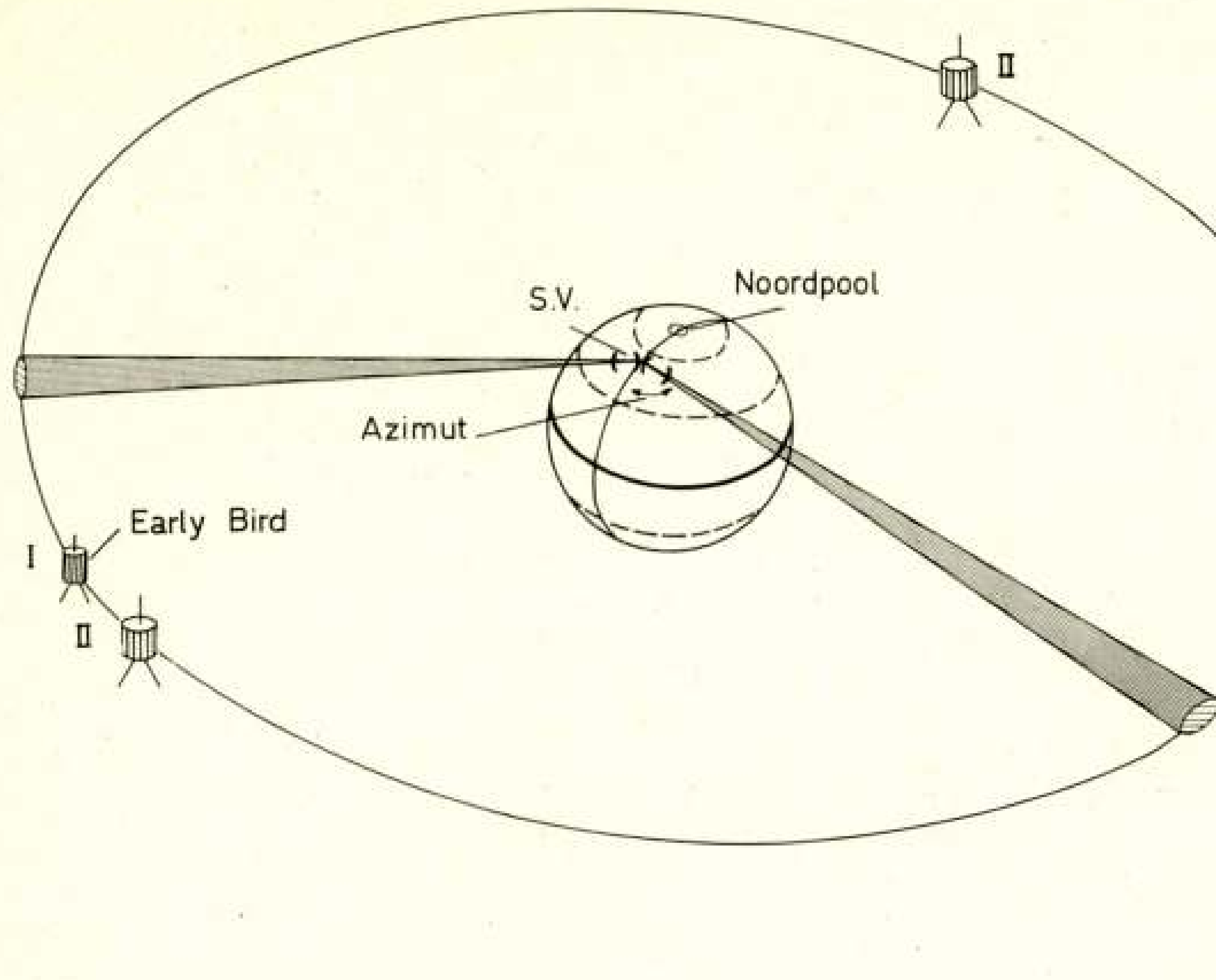


Fig. 3. Baan van de stationaire satelliet met op aarde twee straalverbindingen op de breedte van Nederland, welke de stationaire baan belichten.

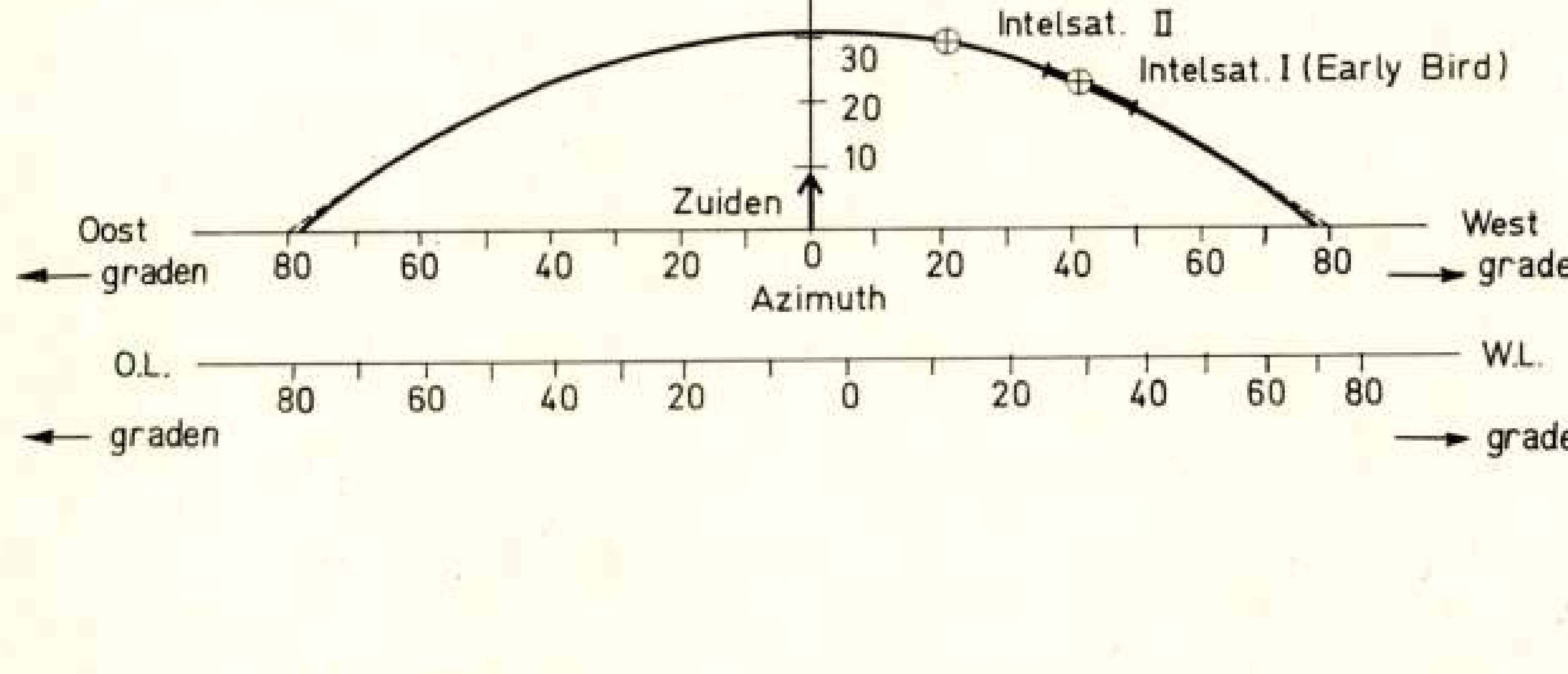


Fig. 4. Baan van de stationaire satelliet gezien vanuit een plaats op 52° N.B. en 5,5° O.L. Op de onderste schaal is tevens de stand van de satelliet boven de equator uitgezet.

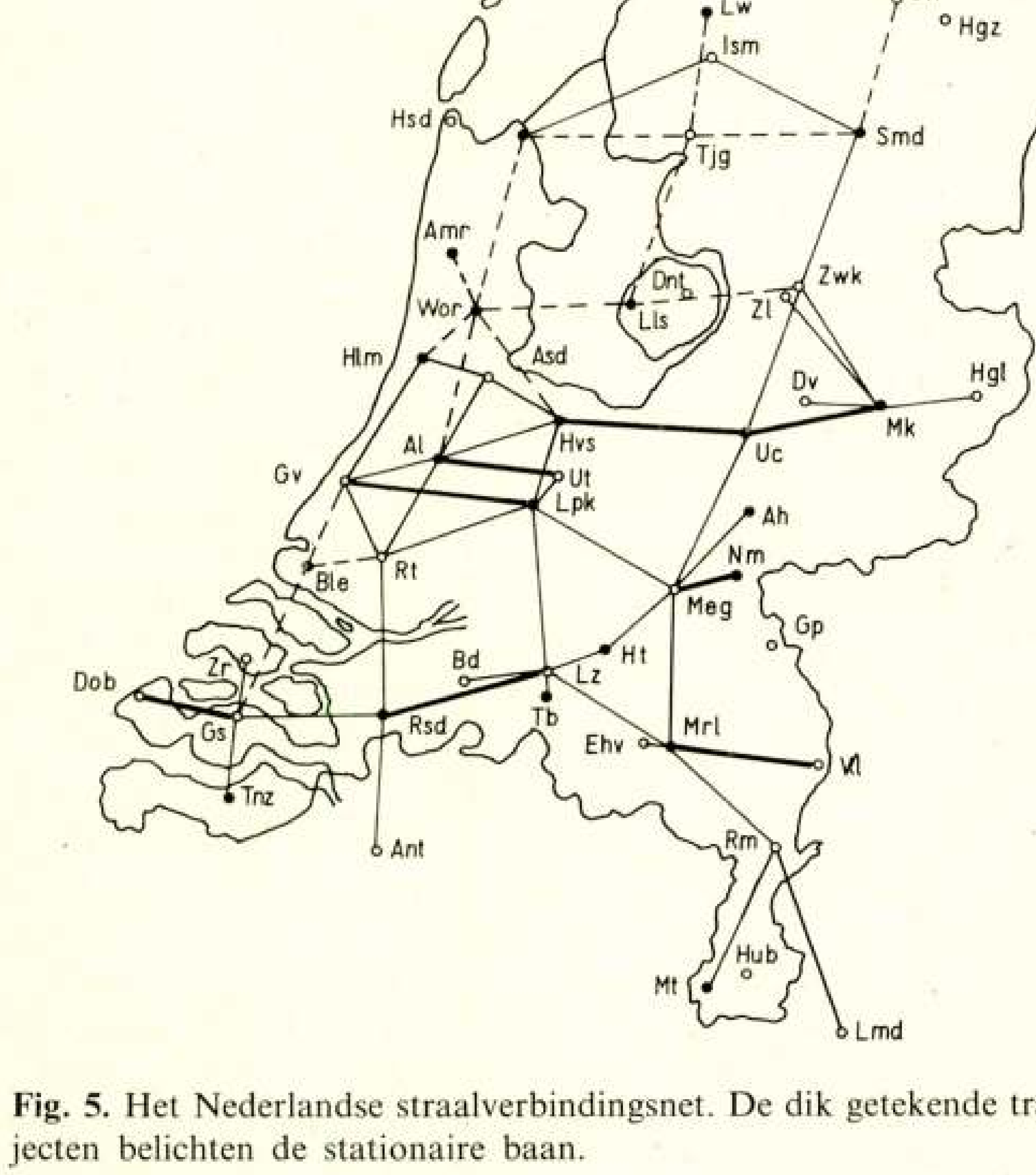


Fig. 5. Het Nederlandse straalverbindingsnet. De dik getekende trajecten belichten de stationaire baan.

3. Wederzijdse storing van straalverbinding en grondstation

De wederzijdse storing van straalverbinding en grondstation is sterk afhankelijk van de situatie van het grondstation ten opzichte van het straalverbindingsnet. Voor de berekening van de storing is kennis van het stralingsdiagram, de richting van beide antennes, het zendvermogen, de gevoeligheid van de ontvanger en de modulatiemethode noodzakelijk.

De belangrijkste vermogensbeperkingen en de maximaal toelaatbare storingen zijn samengevat in het overzicht van fig. 7. Bij een grondstation is aan het effectief uitgestraald vermogen per 4 kHz een limiet gesteld, waardoor een verdeling van het vermogen over de gebruikte frequentieband noodzakelijk is. Voorts is voor de wederzijdse storing in een telefoniekanaal, liggend in de basisband (FDM), een maximaal gemiddeld stoorvermogen van 1 000 pW op een punt van relatief nulniveau vastgesteld. Ter vergelijking dient hierbij te worden opgemerkt dat voor straalverbindingen in een telefoniekanaal over 2 500 km een totaal stoorvermogen van ten hoogste 7 500 pW is toegestaan. Voor een satellietverbinding, bestaande uit één kop, is dit 10 000 pW.

Voor de statistische verdeling van de storende ruis zijn nog enkele punten vastgelegd, waarvan voor de storing op de straalverbinding het voornaamste is dat in een telefoniekanaal een stoorvermogen van 50 000 pW hoogstens gedurende 0,01% van een maand mag worden overschreden. Dit percentage is gezien de grote te overbruggen afstand voor een satellietverbinding gesteld op 0,03%.

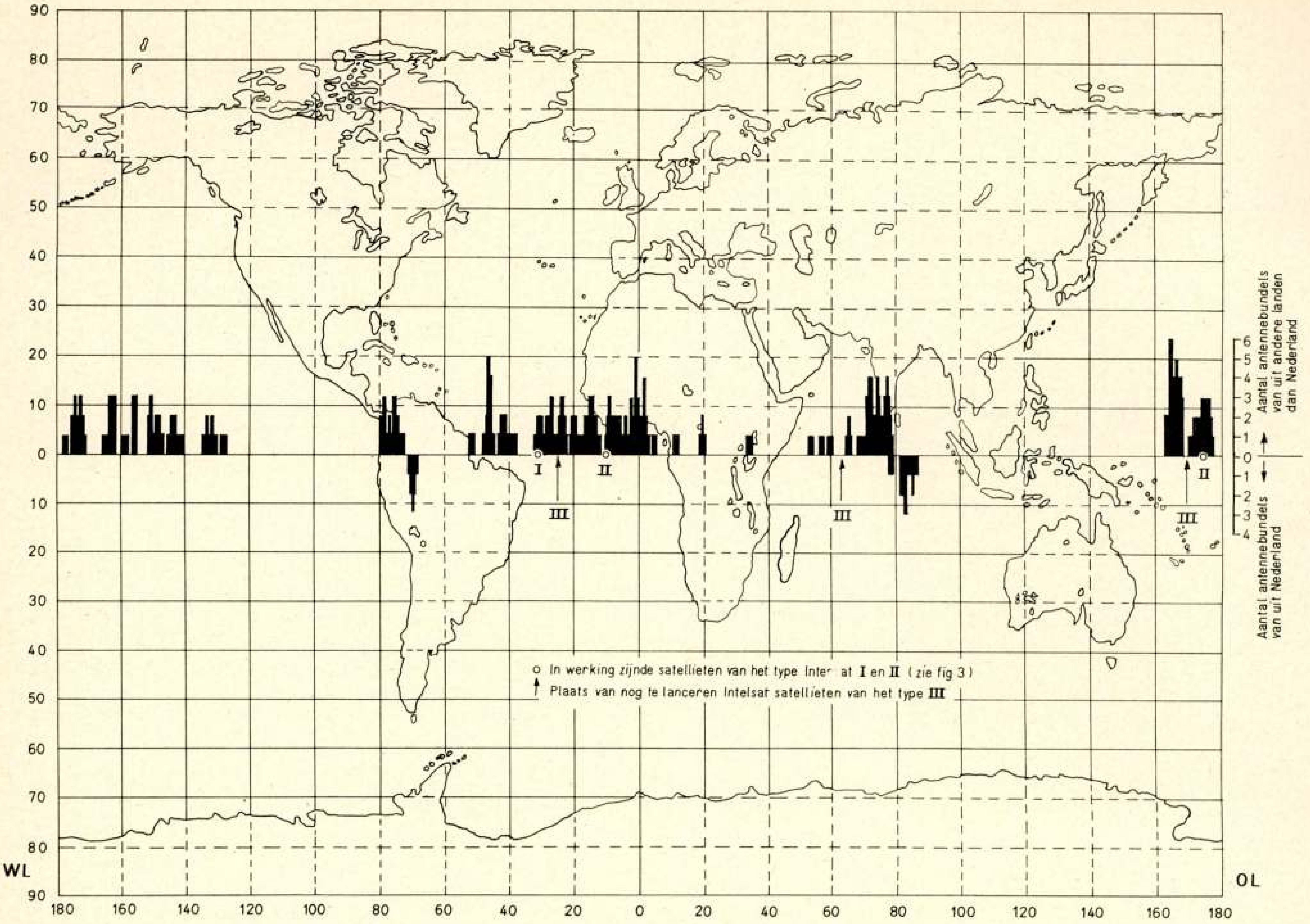


Fig. 6. De verdeling van de antennebundels van de voornaamste landen die de stationaire baan belichten. Het aantal storende Nederlandse antennebundels is als functie van de plaats op de stationaire baan naar omlaag uitgezet.

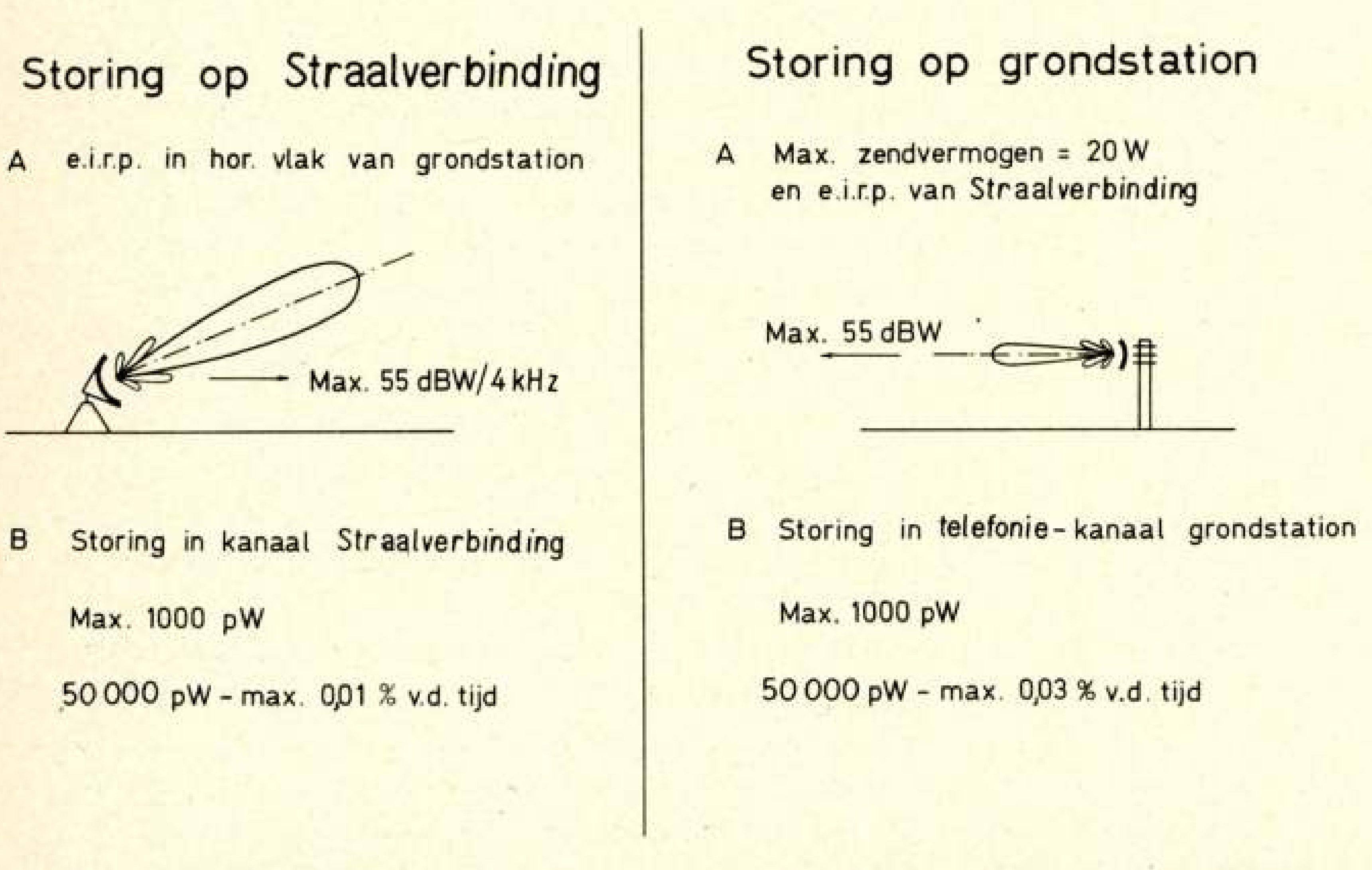


Fig. 7. Overzicht van de belangrijkste internationale afspraken betreffende vermogensbeperking en maximale storing in een telefoniekanaal van een straalverbinding en een satellietcommunicatiesysteem, met betrekking tot de storing tussen grondstation en straalverbinding.

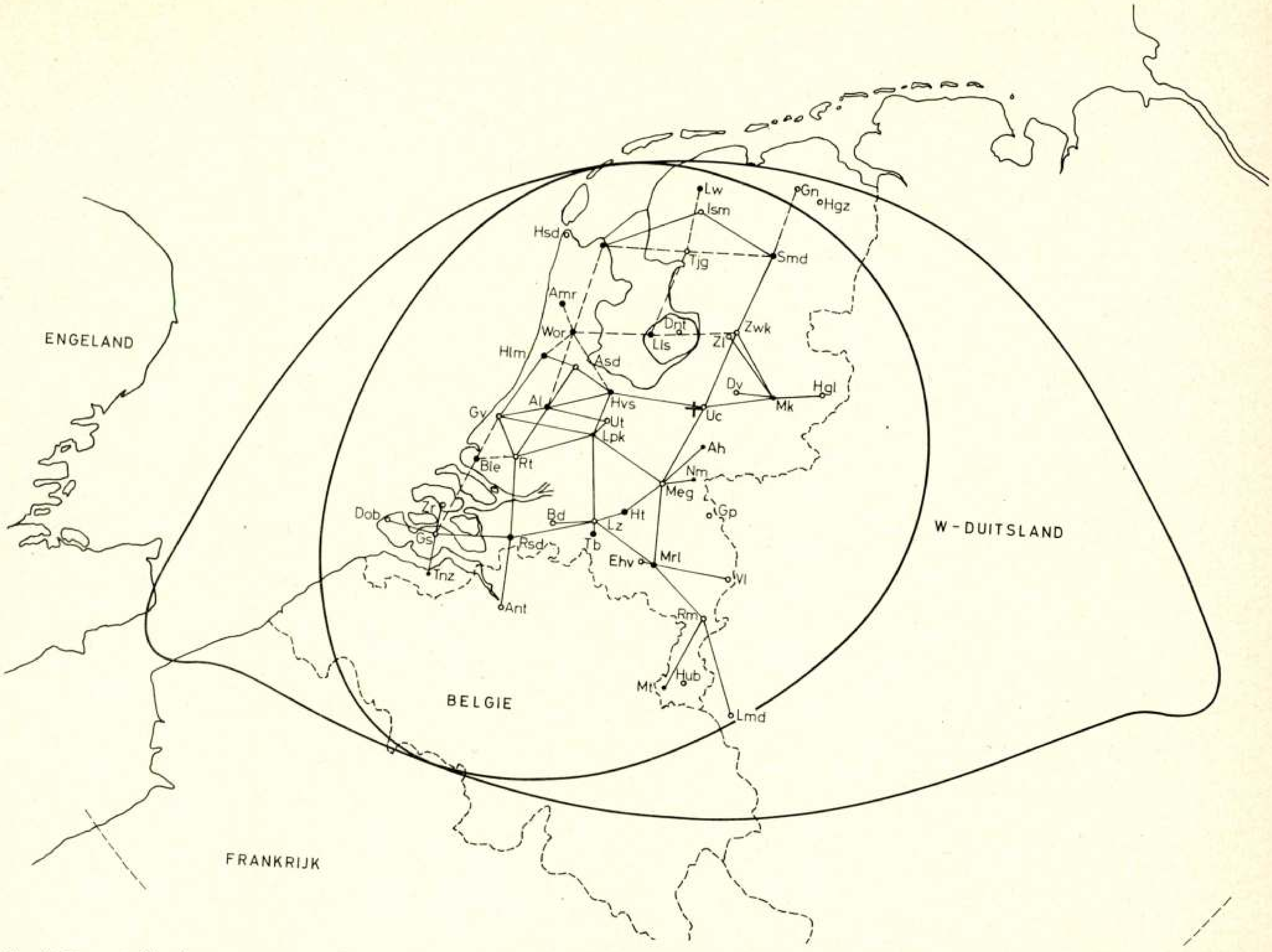


Fig. 8. De coördinatiecurve voor een frequentie van 4 GHz, betrekking hebbende op een grondstation geplaatst in het centrum van Nederland. De kleine curve geldt alleen voor de 'Early Bird', de grote curve voor het werken met elke mogelijke stationaire satelliet tot een minimum-elevatie van 10°.

Het spreekt vanzelf dat bij de statistische verdeling van de storing propagatie-eigenschappen, met name de verdeling van de overdrachtsdemping, een grote rol spelen. Bij de keuze van de plaats van een grondstation zullen dan ook uitvoerige propagatiemetingen moeten worden verricht. Het is uit metingen gebleken dat over afstanden van 100 km, dus zonder vrij zicht, de propagatiedemping op 7 GHz gedurende een aantal uren van de dag voor ongeveer 30% van het aantal dagen nadert tot de vrije-ruimtedemping. Dit is het gevolg van straalbreking in de atmosfeer tijdens het optreden van temperatuurinversies.

Verbinden we alle plaatsen rond een grondstation, waarop een eventuele straalverbinding onder de *ongunstigste* omstandigheden, dus gericht op het grondstation en met gelijke frequenties, juist de door het C.C.I.R. maximaal toegelaten storing veroorzaakt, dan verkrijgen we de coördinatieafstandsgrafiek.

Voor een frequentie van 4 GHz, met Kootwijk als plaats van een grondstation, wordt deze afstand voor de verbinding met Intelsat I in de kleine curve van fig. 8 aangegeven. De grote curve geldt voor elke willekeurige stationaire satelliet met een minimum-elevatie van 10°. Een soortgelijke grafiek kan ook voor de storing van grondstation op straalverbindingsnet worden gemaakt (6 GHz). Binnen het gebied van de coördinatie-afstand zal dus altijd een nauwkeurige berekening uitsluitsel moeten geven of de storing binnen de door het C.C.I.R. aanbevolen grenzen ligt.

Fig. 9 geeft de spectrale niveauverdeling aan de ingang van een typisch straalverbindingsstation met 5 HF-ontvangers weer. Hiervan is één verbinding onbelast, één vol belast, terwijl één van de drie overblijvende licht belaste verbindingen 20 dB fading heeft. In de figuur is verder getekend de spectrale verdeling van een storend 1200-kanalen- en 132-kanalensatellietsysteem. De niveaus zijn zo gekozen, dat het 1200-kanalensysteem juist het door het C.C.I.R. toegestane stoorniveau N_s van 1 000 pW in de middelste straalverbindingsontvanger veroorzaakt.

De volgende parameters liggen aan de berekende grafieken van fig. 9 en 10 ten grondslag.

Straalverbinding: een 960-kanalensysteem volgens C.C.I.R.
Satellietsysteem:

aantal kanalen	effectieve deviatie van de testtoon	in beslag genomen bandbreedte	maximaal uitgezonden vermogen per 4 kHz
132	630 kHz	14,4 MHz	−8,5 dBW
1 200	1 850 kHz	100 MHz	−7,7 dBW

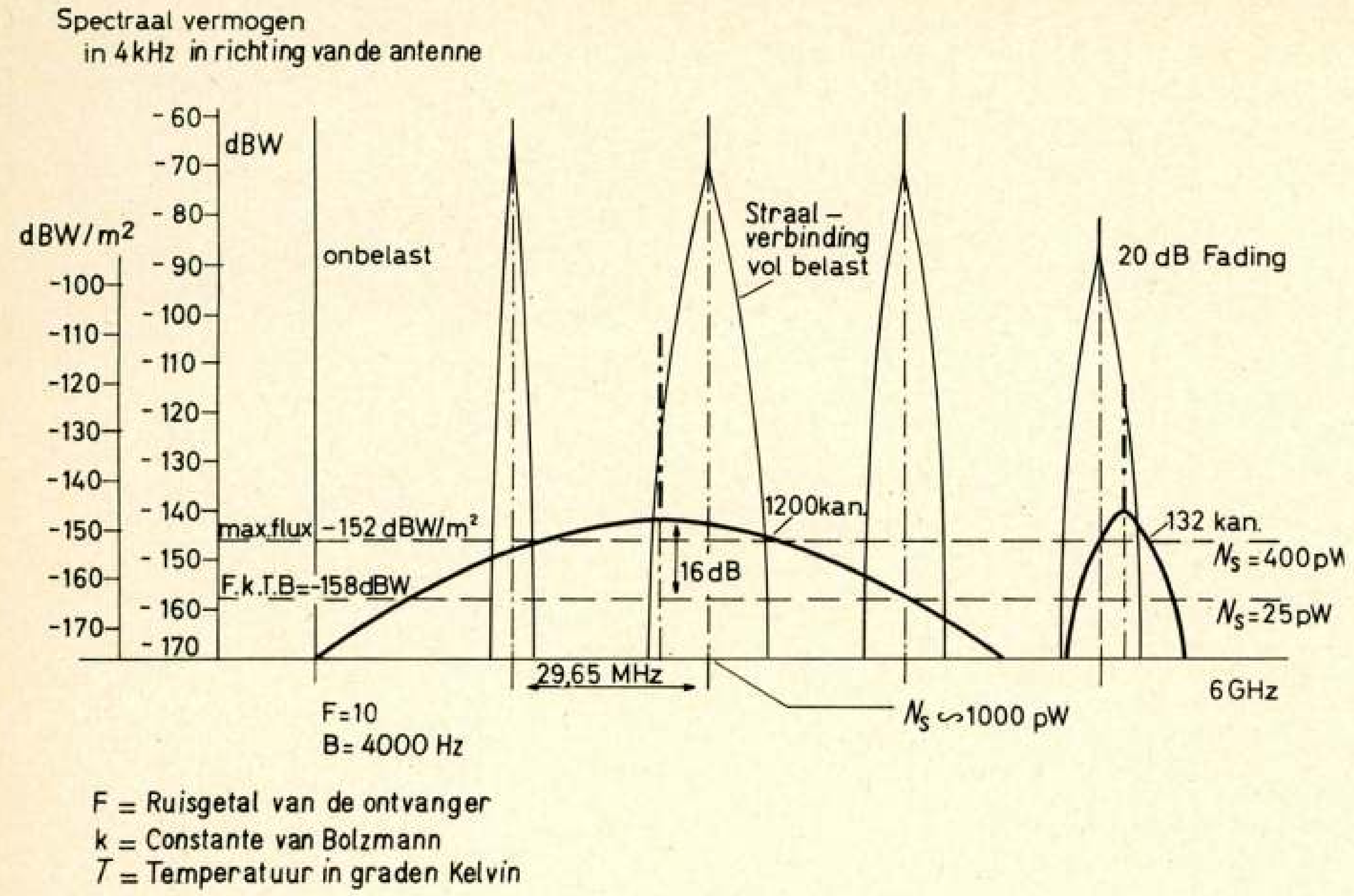


Fig. 9. Spectrale vermogensverdeling aan de ingang van een straalverbindingsstation op 6 GHz. De dik getrokken curven geven een storend satellietcommunicatiesysteem aan met resp. 1 200 en 132 kanalen. De niveauverhoudingen zijn zo gekozen, dat de storing in een telefoniekanaal van de middelste straalverbinding ongeveer 1 000 pW bedraagt.

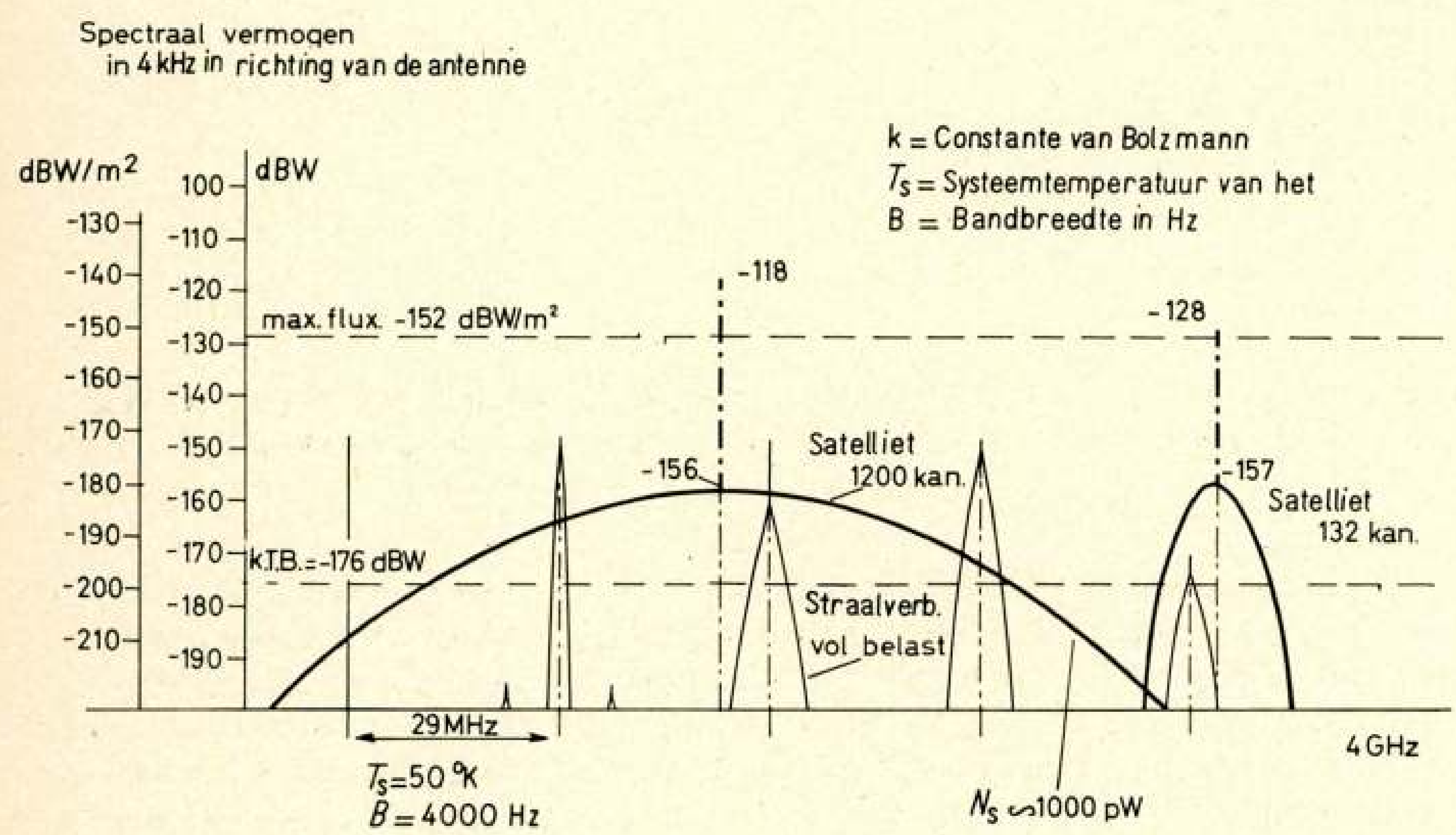


Fig. 10. Spectrale vermogensverdeling aan de ingang van een grondstation voor satellietcommunicatie op 4 GHz. De niveauverhoudingen zijn zo gekozen, dat de middelste storende straalverbinding ongeveer 1 000 pW ruis in een telefoonkanaal van het 1 200-kanalen satellietcommunicatiesysteem geeft.

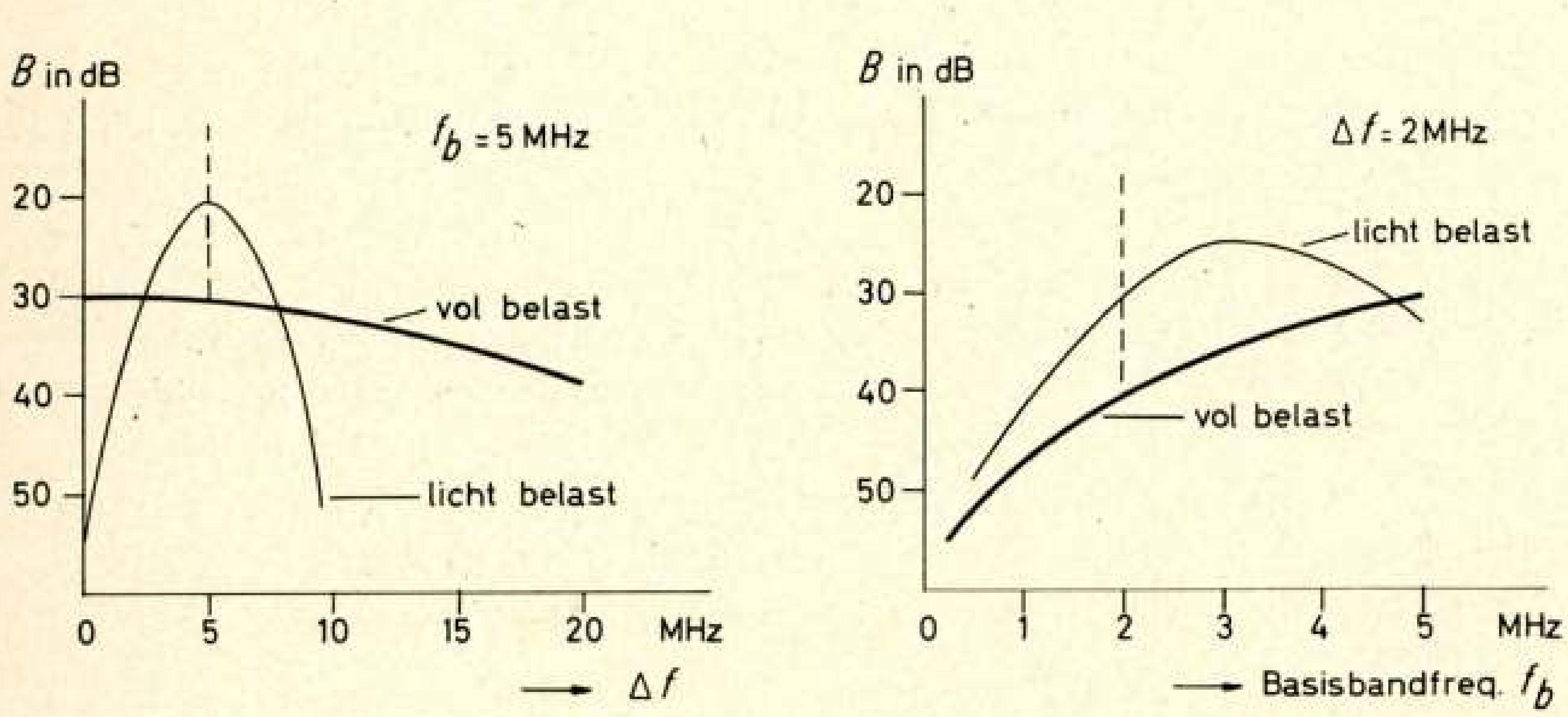


Fig. 11. De interferentiereductiefactor B als functie van de frequentie-afstand Δf tussen de straalverbinding en de gestoorde satellietcommunicatie-ontvanger en B als functie van de basisbandfrequentie f_b bij een vol en licht belast satellietcommunicatiesysteem.

Het spectrale vermogen blijkt bij benadering voor een vol belast, in frequentie gemoduleerd brede-bandsysteem, met een modulatie-index > 1, een gausse-verdeling te zijn. De straalverbinding, ook een FM-systeem, wijkt hiervan sterk af gezien de geringe modulatie-index. Hier is in het bijzonder de verdeling sterk afhankelijk van de belasting.

Aangezien de storing van grondstation op straalverbinding voornamelijk wordt bepaald door het interferentievermogen per 4 kHz, wordt van het satellietcommunicatiesysteem gevraagd het uitgezonden vermogen zoveel mogelijk over de gebruikte frequentieband te spreiden (frequentiedispersie) en wel zodanig, dat het maximale spectrale vermogen slechts een gering verschil tussen een vol belast systeem en een licht belast systeem vertoont. Bij de berekening van de stoorbijdrage in het telefoonkanaal van een straalverbinding gaat men dan ook van de veronderstelling uit dat het frequentiespectrum van een satellietcommunicatiesysteem kan worden opgevat als witte ruis.

Uit fig. 10 is te zien dat het gewenste signaal aan de ingang van een grondstation-ontvanger een zeer laag niveau heeft. Naast de verticale schaal, welke betrekking heeft op het spectrale vermogen, is ook aangegeven hoe groot de binnenkomende flux in de richting van de antenne is. Opmerkelijk is dat bij een brede-bandsysteem voor 1200 kanalen het maximale spectrale vermogen 38 dB ligt onder de draaggolf welke aanwezig zou zijn indien geen modulatie en geen frequentiedispersie werden toegepast. Tevens ziet men dat, indien de satelliet alleen draaggolf zou uitzenden, de vermogensflux op aarde boven de minimaal gestelde grens van -146 dBW/m^2 (C.C.I.R. Recommandation 358-1, fig. 7) uitkomt, maar bij toepassing van frequentiedispersie hier ruim onder blijft.

De storing van een smalle-band-FM-systeem, de straalverbinding, op een brede-band-FM-systeem, het satellietcommunicatiesysteem, kan men het eenvoudigst berekenen door uit te gaan van de volgende betrekking:

$$\left(\frac{P_0}{N_s}\right)_{\text{basisband}} = B\left(\frac{C_0}{C_{st}}\right)_{\text{HF-ingang}}$$

Hierin is:

P_0 het testtoon-niveau in een telefoonkanaal van het satellietcommunicatiesysteem

N_s de storing in het betreffende telefoonkanaal

C_0 het draaggolfvermogen afkomstig van de satelliet

C_{st} het vermogen van de storende draaggolf, afkomstig van een straalverbinding.

De factor B is in het algemeen vele malen groter dan 1 en wordt wel de interferentiereductiefactor genoemd. B is afhankelijk van een groot aantal parameters van straalverbinding en satellietcommunicatiesysteem. Met de onder meer in de tabel genoemde grootheden voor 1200- en 960-kanalensystemen als uitgangspunt, is B berekend en uitgezet in de grafiek van fig. 11 a als functie van de frequentie-afstand Δf van de gestoorde en de storende draaggolf, voor een telefoonkanaal liggend op een basisbandfrequentie van 5 MHz (hoogste kanaal).

Figuur 11 b geeft een indruk omtrent het verloop van de storing als functie van de ligging van het telefoonkanaal in de basisband. Deze grafiek geldt voor een frequentie-afstand van de stoorder van 2 MHz. Uit de berekening blijkt dat de belasting van de straalverbinding een geringe invloed op deze functies heeft. Indien echter het satellietcommunicatiesysteem licht belast wordt (zonder toepassing van frequentiedispersie) treedt op een bepaalde plaats, afhankelijk van de frequentie-afstand van de stoorder, een veel sterkere storing op. Dit is in de grafiek door de dun getrokken curve weergegeven. Hieruit moge het belang van de toepassing van frequentiedispersie bij satellietcommunicatiesystemen nog eens blijken.

Literatuur

C.C.I.R. Volume IV, deel 2, Oslo 1966.

G. Gould, Protection of the stationary satellite orbit. Telecommunication Journal 34 (1967), blz. 307.

R. G. Medhurst and J. H. Roberts, Expected interference levels due to interactions between line-of-sight radio relay systems and broadband satellite systems. Proc. IEE, Vol. 111 (1964), blz. 519.

621.395.64:621.375

Een nieuw type tweedraadsversterker met negatieve immittanties [1])

door ir. J. S. Visser



Summary: *A new negative immittance repeater (negistor).*
In this paper a short account is given of a new negative immittance repeater (negistor). Some shortcomings of the negistors used up to now have been overcome. The requirements to be satisfied by the transformers in a negistor-circuit have been reduced by means of an amplifier with low input and output resistance. As a result of the use of more elaborate amplifier circuitry, the transformers can be smaller and of lower quality. Furthermore, an extra degree of freedom is introduced which makes it possible to control the amplification and the characteristic impedance of the negistor independently.

[1]) Verkorte weergave van het door de auteur verrichte diplomawerk in het Laboratorium voor Transmissie en Informatie van de Afdeling der Elektrotechniek aan de Technische Hogeschool te Delft. Manuscript ontvangen 24 juni 1968. De auteur is thans werkzaam bij N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie.

1. Inleiding

Een tweedraadsversterker met negatieve immitanties is een symmetrische tweepoort, waarbij de versterkende werking wordt verkregen door toepassing van negatieve impedantie(s)

en negatieve admittantie(s). Een tweedraadsversterker met negatieve immitanties wordt in dit artikel kortheidshalve negistor genoemd.

Onder een negatieve impedantie wordt een impedantie verstaan, die in een zeker frequentiegebied een negatief reëel deel bezit. Voor een negatieve admittantie geldt een analoge definitie.

De negistor wordt voornamelijk in de telefonie toegepast, en wel daar, waar een abonnee door een grote kabellengte met de eindcentrale is verbonden. Ook worden wel negistoren in de verbinding tussen knooppuntcentrale en eindcentrale toegepast. De negistor dient dan om de demping van de kabel in het gebied van de spraakfrequenties zo goed mogelijk op te heffen en moet derhalve versterken in het frequentiegebied van 300 – 3 400 Hz. Het bijzondere daarbij is, dat de versterking voor de beide spreekrichtingen moet gelden [1, 2].

De schakeling van de tot nu toe gebruikte negistor is in fig. 1 in principe aangegeven. De transformator T moet van goede kwaliteit zijn, om een goede overdracht, gelet op zowel grootte als fase, van de spanning over $-Z_1$ en de stroom door $-Z_1$ te bewerkstelligen. Dit heeft tot gevolg, dat T een relatief grote zelfinductie L en kleine spreidingszelfinducties S moet hebben, waarbij voldaan moet zijn aan:

$$\omega L \gg |Z_1| \text{ voor } \omega = 2\pi\cdot 300 \text{ rad/s en}$$
$$\omega S \ll |Z_1| \text{ voor } \omega = 2\pi\cdot 3400 \text{ rad/s} \qquad (1)$$

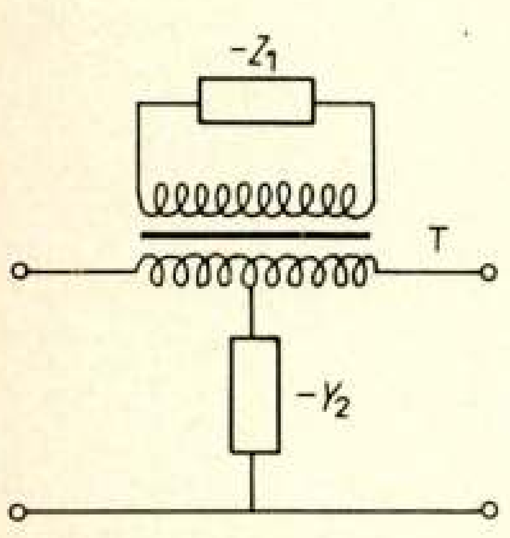


Fig. 1. Principeschema van een negistor.

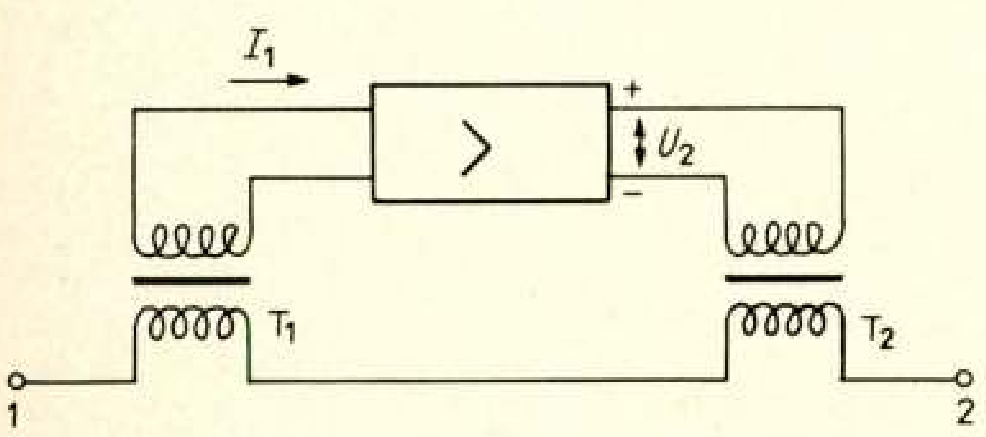


Fig. 2. Realisatie van een negatieve impedantie.

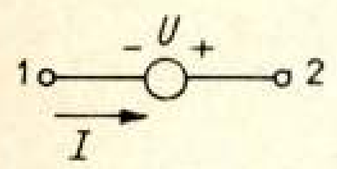


Fig. 3. Vervangingsschema van een negatieve impedantie.

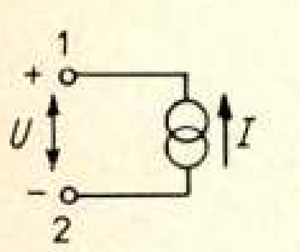


Fig. 4. Vervangingsschema van een negatieve admittantie.

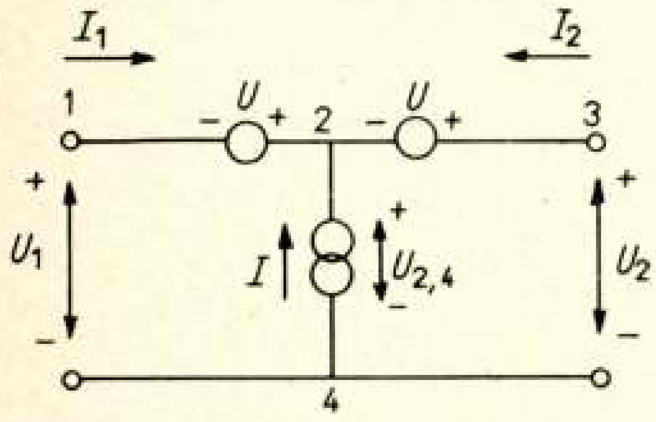


Fig. 5. Vervangingsschema van de negistor.

Verder moet de weerstand van de wikkelingen klein zijn, ten einde de voedings- en signaleringsstromen van het abonneetoestel niet te verzwakken. Dit alles resulteert in een volumineuze, en dus dure, transformator, hetgeen vooral strijdig is met het tegenwoordige streven naar miniaturisatie.

Dit is een eerste nadeel van deze schakeling. Een tweede nadeel is gelegen in het feit, dat de karakteristieke impedantie Z_n van de negistor gelijk is aan: $\sqrt{Z_1/Y_2}$, terwijl de karakteristieke versterking A_n afhangt van $\sqrt{Z_1\cdot Y_2}$. Deze twee grootheden zijn derhalve in de schakeling van fig. 1 niet onafhankelijk van elkaar in te stellen. We zullen, na enige algemene beschouwingen in paragraaf 2 en 3, in paragraaf 4 een nieuw type negistor bespreken waarbij de genoemde nadelen grotendeels vervallen.

Door de twee functies van de transformator, nl. spannings- en stroomoverdracht te scheiden, kunnen de eisen, aan de transformator te stellen, aanzienlijk verlicht worden. Deze scheiding is in fig. 2 weergegeven. De hierbij gebruikte versterker heeft een kleine in- en uitgangsweerstand R, en een overdrachtsimpedantie $AZ_1' = U_2/I_1$, zodat de impedantie $Z_{1,2}$, tussen de klemmen 1 en 2 gezien, vrijwel $-AZ_1'$ bedraagt. We moeten hiertoe voor beide transformatoren T_1 en T_2 eisen, dat voldaan is aan:

$$\omega L \gg R, \text{ voor } \omega = 2\pi\cdot 300 \text{ rad/s en}$$
$$\omega S \ll |AZ_1'| = |Z_1|, \text{ voor } \omega = 2\pi\cdot 3400 \text{ rad/s} \qquad (2)$$

Vergelijken van (1) en (2) toont aan, dat zowel L als de verhouding L/S met een bedrag $|Z_1|/R$ verkleind kan worden. De transformatoren kunnen daarom kleiner zijn en van minder goede kwaliteit. Indien we T_1 en T_2 ideaal onderstellen is voor de schakeling uit fig. 2 het in fig. 3 getekende vervangingsschema op te stellen, met $U = I\cdot AZ_1'$. U noemen we een stroomgestuurde spanningsbron.

Een negatieve admittantie is volgens fig. 4 te realiseren, waarbij geldt: $I = U\cdot AY_1'$, zodat $Y_{12} = -AY_1'$. I is een spanningsgestuurde stroombron. Fig. 4 stelt het vervangingsschema van een versterker met hoogohmige in- en uitgang voor, waarbij in- en uitgang van de versterker parallel geschakeld zijn. Een negistor waarvoor $-Z_1 = -AZ_1'$ en $-Y_2 = -AY_2'$, heeft een karakteristieke impedantie $Z_n = \sqrt{Z_1'/Y_2'}$, terwijl de versterking A_n afhangt van $A\sqrt{Z_1'\cdot Y_1'}$.

Door de factor A hebben we, vergeleken met de negistor uit fig. 1, een extra vrijheidsgraad gekregen, zodat karakteristieke impedantie en versterking onafhankelijk van elkaar kunnen worden ingesteld.

2. Karakteristieke impedantie en versterking van een negistor.

De schakeling uit fig. 1 is om te zetten in die van fig. 5 (als we de transformator ideaal onderstellen). Hierbij zijn twee gestuurde spanningsbronnen U en een gestuurde stroombron I ingevoerd, waarvoor geldt:

$$U = {}^1\!/_4 Z_1\cdot(I_1 - I_2) \qquad (3)$$
$$I = U_{2,4}\, Y_2,$$
$$-I = I_1 + I_2$$

Uitgedrukt in de zgn. Z-parameters,

$$U_1 = Z_{1,1} I_1 + Z_{1,2} I_2 \qquad (4)$$
$$U_2 = Z_{2,1} I_1 + Z_{2,2} I_2,$$

valt voor de tweepoort uit fig. 5 af te leiden:

$$Z_{1,1} = Z_{2,2} = -{}^1\!/_4 Z_1 - Z_2 \qquad (5)$$
$$Z_{1,2} = Z_{2,1} = -{}^1\!/_4 Z_1 - Z_2, \text{ met } Z_2 = 1/Y_2$$

Voor de karakteristieke impedantie Z_n van een dergelijke impedantie-symmetrische tweepoort geldt:

$$Z_n = \pm\sqrt{Z^2_{1,1} - Z^2_{1,2}} = \pm\sqrt{Z_a\cdot Z_b}, \text{ met} \qquad (6)$$
$$Z_a = Z_{1,1} - Z_{1,2} \text{ en } Z_b = Z_{1,1} + Z_{1,2}$$

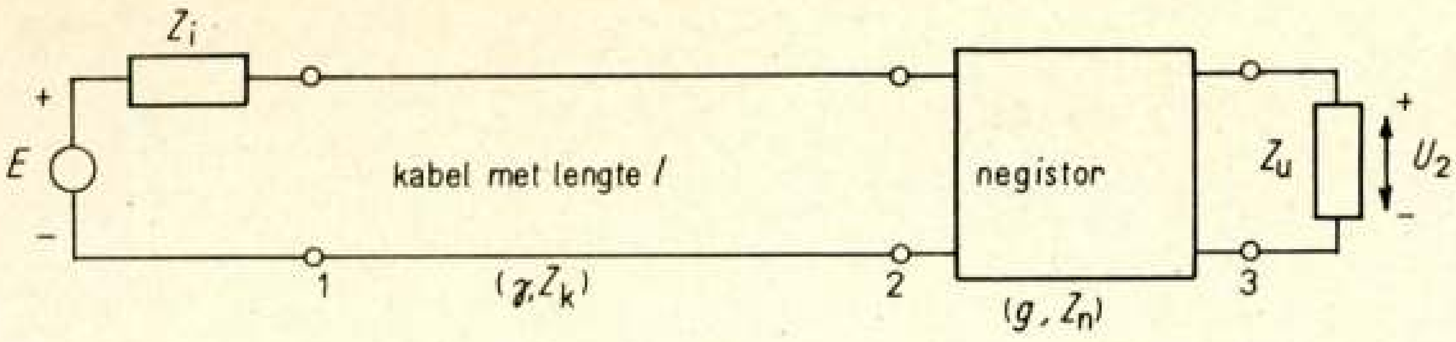


Fig. 6. Negistor in kabel geschakeld.

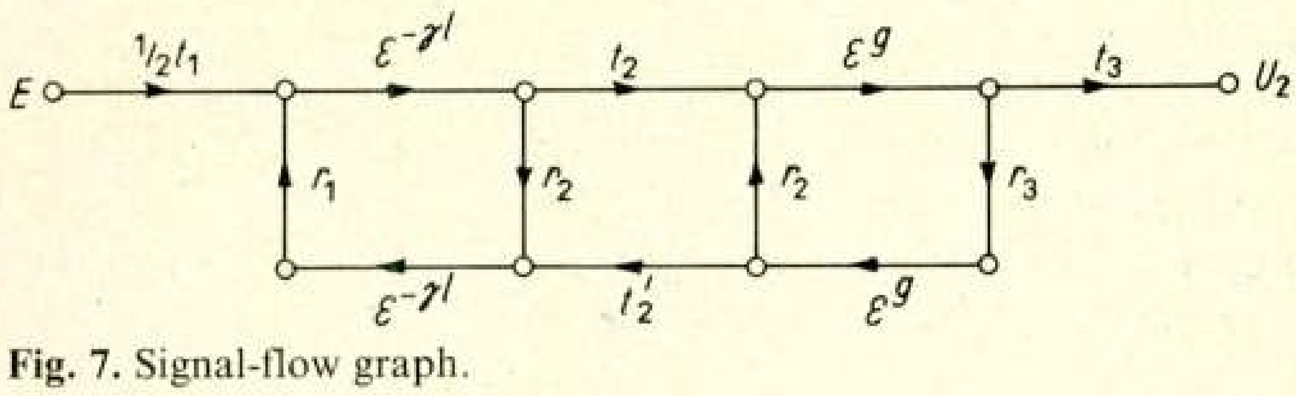


Fig. 7. Signal-flow graph.

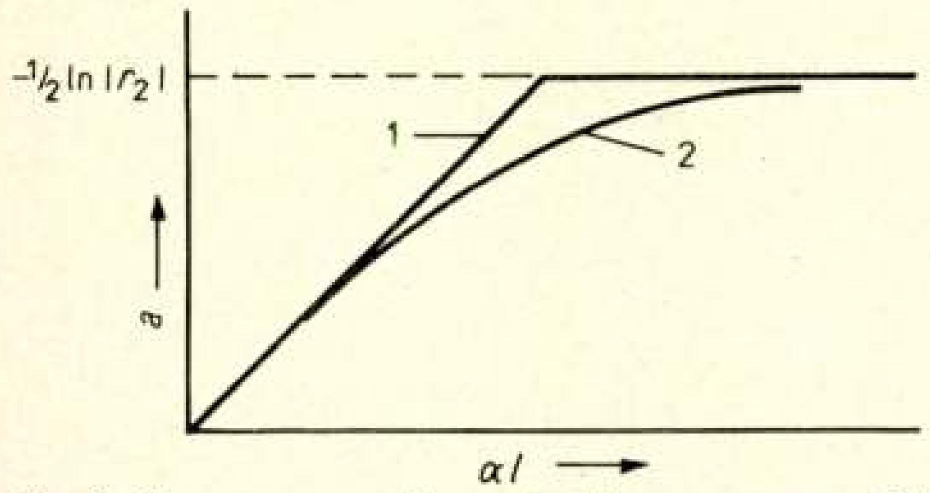


Fig. 8. Grenzen voor de versterking van een negistor.

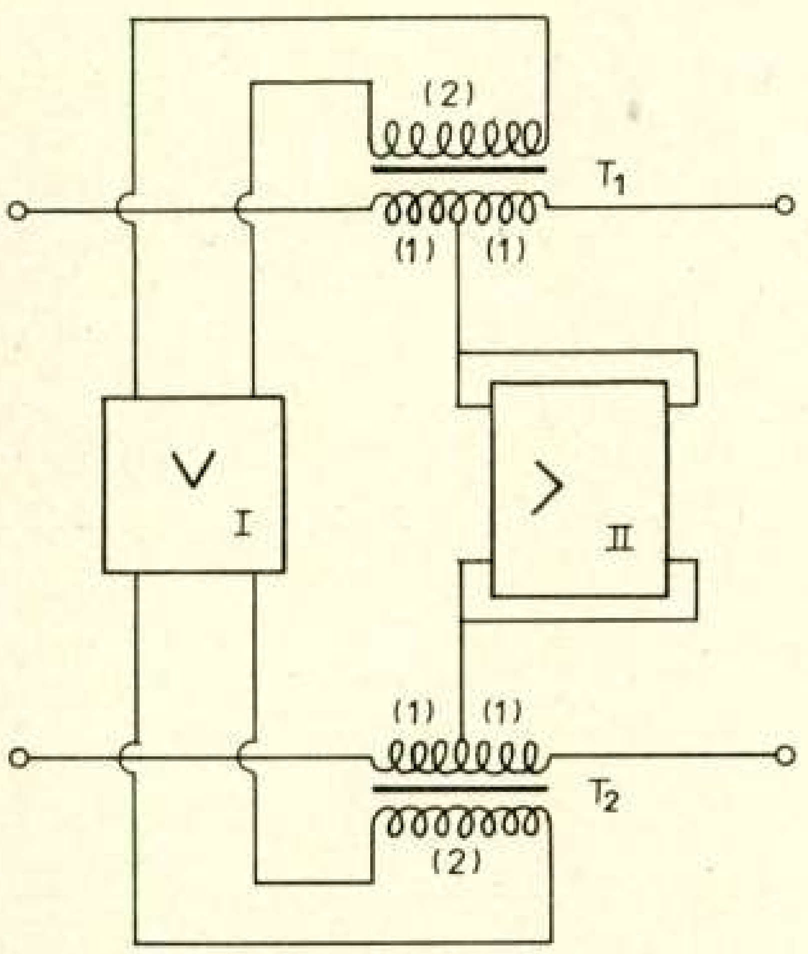


Fig. 9. De nieuwe negistorschakeling.

Uit (5) volgt nu: $Z_a = -\frac{1}{2}Z_1$ en $Z_b = -2Z_2$, zodat:

$$Z_n = \mp\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \tag{7}$$

Voor de spanningsoverdrachtsverhouding $A_n = U_2/U_1$, bij afsluiting van een symmetrische tweepoort met $\pm\sqrt{Z_a Z_b}$, geldt:

$$A_n = \frac{1 \mp \sqrt{Z_a/Z_b}}{1 \pm \sqrt{Z_a/Z_b}} \tag{8}$$

Sluiten we dus de negistor af met $+\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$, dan vinden we voor A_n:

$$A_n = \frac{1 + \sqrt{Z_a/Z_b}}{1 - \sqrt{Z_a/Z_b}} \tag{9}$$

A_n noemen we de karakteristieke versterking. [2])

We kunnen A_n niet willekeurig groot maken, ten gevolge van de altijd aanwezige misaanpassing tussen negistor en kabel. Dit volgt uit een beschouwing over de stabiliteit.

[2]) Op te merken valt, dat Z_n en A_n tweewaardig zijn. Hieruit volgt o.a. dat de demping van een passieve tweepoort volgens fig. 1, uitgerust met $+Z_1$ en $+Y_2$ en afgesloten met $+\sqrt{Z_1/Y_2}$, even groot is als de versterking van de negistor uit fig. 1.

3. Stabiliteit

We bezien thans de stabiliteit van een schakeling, waarin een negistor aan het eind van een kabel is tussengevoegd (fig. 6). In de praktijk bevindt de negistor zich vaak in de eindcentrale, o.a. vanwege de voeding.

De karakteristieke impedantie van de kabel zij Z_k, die van de negistor Z_n. De voortplantingsconstante van de kabel zij γ, verder stellen we $A_n = \varepsilon^g$. Voor de afleiding van de spanningsoverdrachtsverhouding U_2/E maken we gebruik van de 'signal flow graph'-methode van Mason [3]. Bij de stootpunten 1, 2 en 3 voeren we de bijbehorende reflectie- en transmissiecoëfficiënten r en t in, met:

$$r_1 = \frac{Z_i - Z_k}{Z_i + Z_k},\quad t_1 = \frac{2Z_k}{Z_i + Z_k}$$

$$r_2 = \frac{Z_n - Z_k}{Z_n + Z_k},\quad t_2 = \frac{2Z_n}{Z_n + Z_k},\quad t'_2 = \frac{2Z_k}{Z_n + Z_k}, \tag{10}$$

$$r_3 = \frac{Z_u - Z_n}{Z_u + Z_n} \text{ en } t_3 = \frac{2Z_u}{Z_u + Z_n}.$$

Door gebruik te maken van het superpositiebeginsel is nu de in fig. 7 getekende 'signal flow graph' gemakkelijk op te stellen. Uit fig. 7 lezen we af:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2}t_1 t_2 t_3\, \varepsilon^{(-\gamma l + g)}}{1 - r_1 r_2 \varepsilon^{-2\gamma l} + r_2 r_3 \varepsilon^{2g} - (r_1 r_3 t_2 t'_2 + r_1 r_3 r_2^2)\, \varepsilon^{(-2\gamma l + 2g)}} \tag{11}$$

en met $t_2 t'_2 + r_2^2 = 1$ geeft dit:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2}t_1 t_2 t_3\, \varepsilon^{-\gamma l + g}}{1 - r_1 r_2 \varepsilon^{-2\gamma l} + r_2 r_3 \varepsilon^{2g} - r_1 r_3 \varepsilon^{-2\gamma l + 2g}} \tag{12}$$

Om te zorgen, dat de schakeling onder alle omstandigheden stabiel is, moet zeker voldaan zijn aan:

$$|r_2 r_3 \varepsilon^{2g}| < 1 \text{ en } |r_1 r_3 \varepsilon^{-2\gamma l + 2g}| < 1 \tag{13}$$

Indien we nu aannemen, dat $|r_1|$ en $|r_3|$ – bijvoorbeeld tijdens kiezen en verbreken – de waarde 1 kunnen benaderen, maar nooit geheel zullen bereiken, dus $|r_1| < 1$ en $|r_3| < 1$, kunnen we twee grenzen voor de versterking van de negistor aangeven. Met $g = a + jb$ en $\gamma = \alpha + j\beta$, volgt dan uit (13):

$$a < \alpha l \text{ en } a < -\tfrac{1}{2}\ln|r_2| \tag{14}$$

Is aan (14) voldaan, dan is tevens de teller van (12) begrensd.

De beide grenzen voor de versterking zijn in fig. 8 (kromme 1) aangegeven. Rekening houdend met beide voorwaarden uit (14) wordt de maximale versterking van de negistor als functie van de kabeldemping ongeveer als in kromme 2 geschetst is.

We zien dus, dat we $|r_2|$ klein moeten houden, wat neerkomt op een goede aanpassing tussen negistor en kabel. [3])

[3]) Met het oog op de stabiliteit is het voordeliger de negistor in het midden van de kabel op te nemen. Voor dit geval is een analoge beschouwing op te zetten.

4. De nieuwe negistorschakeling

Het principeschema van fig. 1 en 5 is ook op de in fig. 9 aangegeven wijze te verwezenlijken. Versterker I heeft een laagohmige-, versterker II een hoogohmige in- en uitgang. Versterker I realiseert, tezamen met de transformatoren T_1 en T_2, de stroomgestuurde spanningsbronnen uit fig. 5, versterker II realiseert de spanningsgestuurde stroombron. Het ontstaan van een negatieve impedantie en admittantie is in resp. fig. 10 en 11 nader uitgewerkt. A is een ideale spanningsversterker (ingangsweerstand oneindig, uitgangsweerstand nul), B een ideale stroomversterker (ingangsweerstand nul, uitgangsweerstand oneindig). Versterker I en II zijn resp. benaderingen van de ideale versterkers uit fig. 10 en 11.

Op te merken valt nog, dat de negatieve impedantie openstabiel, en de negatieve admittantie kortsluit-stabiel is.

Met de resultaten uit fig. 10 en 11 in (5) ingevuld, en rekening houdend met de aangegeven windingsverhoudingen op T_1 en T_2, geeft dit:

$$Z_n = \sqrt{\frac{BAZ'_1Z'_2}{AB}} = \sqrt{Z'_1Z'_2} \text{ en}$$

$$A_n = \frac{1+\frac{1}{2}AB\sqrt{Z'_1/Z'_2}}{1-\frac{1}{2}AB\sqrt{Z'_1/Z'_2}} \tag{15}$$

We zien, dat Z_n niet afhangt van de versterkingsfactoren A en B, maar alleen bepaald wordt door de impedanties Z_1 en Z_2. Door AB te variëren kunnen we de versterking van de negistor aan een bepaalde kabellengte, zowel ten aanzien van demping als frequentiekarakteristiek aanpassen. Doordat versterker I een laagohmige in- en uitgang bezit, kan de zelfinductie van de transformatoren T_1 en T_2 klein zijn.

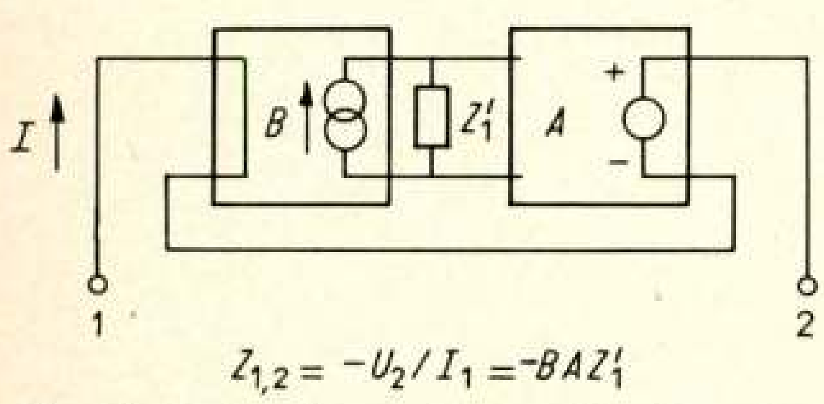


Fig. 10. Realisatie van de negatieve impedantie.

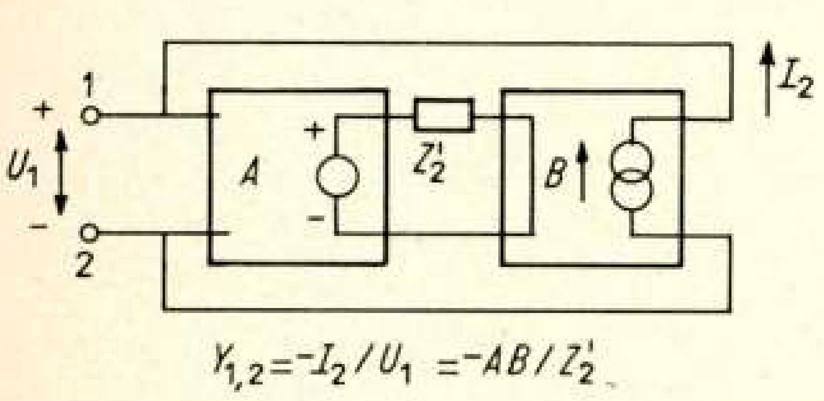


Fig. 11. Realisatie van de negatieve admittantie.

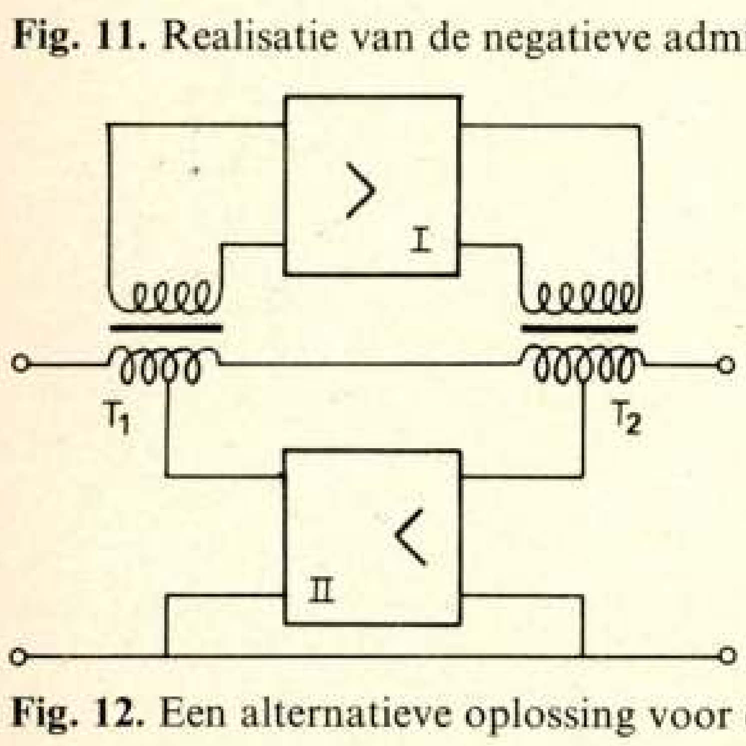


Fig. 12. Een alternatieve oplossing voor de negistorschakeling.

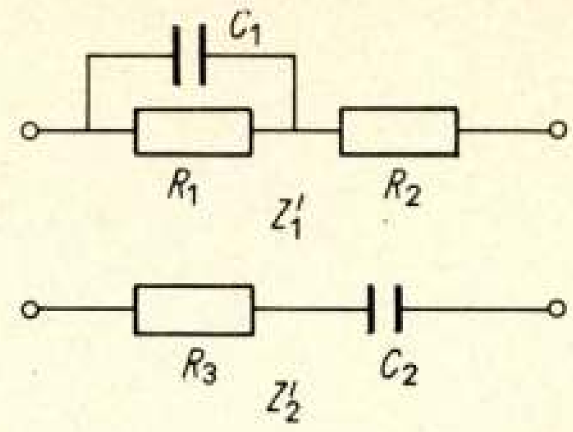


Fig. 13. Schakeling voor Z_1' en Z_2'.

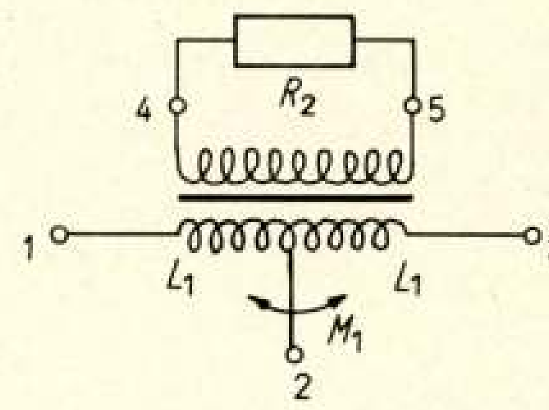


Fig. 14. In de negistor toegepaste transformator.

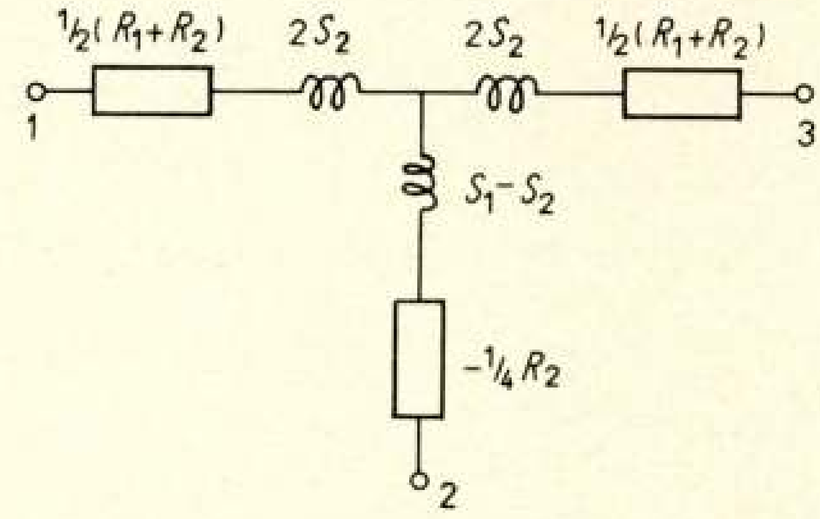


Fig. 15. Vervangingsschema van de transformator.

Een alternatieve oplossing is in fig. 12 getekend. Deze schakeling is uitgerust met dezelfde elementen als die van fig. 9.[4]) Indien we de transformatoren en de versterkers ideaal onderstellen, voldoet deze schakeling eveneens aan (15).

Een geschikte keuze voor Z_1' en Z_2' is in fig. 13 aangegeven. Bij deze oplossing is ondersteld dat AB niet frequentie-afhankelijk is.

Er geldt:

$$Z'_1 = \frac{R_t(1+j\omega\tau_1)}{1+j\omega\tau_2}, \text{ met}$$

$$R_t = R_1 + R_2, \tau_1 = R_1C_1 \text{ en } \tau_2 = \frac{R_1R_2}{R_t}\cdot C_1 \tag{16}$$

$$Z'_2 = \frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega C_2} \text{ met } \tau_2 = R_3C_2$$

Dit geeft ingevuld in (15):

$$Z_n = \sqrt{\frac{R_t(1+j\omega\tau_1)}{j\omega C_2}}$$

$$A_n \frac{1+\frac{1}{2}(AB/1+j\omega\tau_2)\sqrt{j\omega R_tC_2(1+j\omega\tau_1}}{1-\frac{1}{2}(AB/1+j\omega\tau_2)\sqrt{j\omega R_tC_2(1+j\omega\tau_1}} \tag{17}$$

Voor een kabel zijn de overeenkomstige vergelijkingen:

$$Z_k = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{j\omega C}} \text{ en}$$

$$A_k = \varepsilon^{-\gamma l} = \varepsilon^{-l}\sqrt{(R+j\omega L)\,j\omega C} \tag{18}$$

[4]) Ter wille van de eenvoud zijn de schakelingen uit fig. 9 en 12 niet aard-symmetrisch getekend. De schakeling uit fig. 12 vormde het gegeven uitgangspunt voor het onderhavige diplomawerk.

waarin R de lusweerstand is, L de zelfinductie en C is de capaciteit van de kabel per kilometer.

Om Z_1', Z_2' en AB te bepalen stellen we nu:

$$Z_n = Z_k \tag{19a}$$

en

$$A_n = A_k^{-1} \text{ voor } \omega \rightarrow 0. \tag{19b}$$

Uit een uitvoerige berekening blijkt [1], dat ook voor hogere frequenties, en wel tot de frequentie waarvoor geldt: $\omega\tau_2 = 1$, A_n en A_k^{-1} vrijwel aan elkaar gelijk zijn als aan (19b) voldaan is. Voor nog hogere frequenties wordt A_n snel kleiner, wat gunstig is met het oog op de stabiliteit. We kiezen daarom $\tau_2 = {}^1/(2\pi\cdot 3400)$s. Hiermee zijn Z_1', Z_2' en AB bepaald. In de volgende paragraaf zullen we de invloed van de transformatoren op de karakteristieke impedantie van de negistor uit fig. 9 nagaan.

5. Invloed van de transformatoren

In fig. 14 is een van de transformatoren afzonderlijk getekend. De transformator is symmetrisch verondersteld, terwijl in R_2, behalve de ingangsweerstand van de versterker, tevens de weerstand van wikkeling 4-5 opgenomen is.

Voor een goede spannings- of stroomoverdracht moet voldaan zijn aan:

$$\omega L_{4,5} \gg R_2 \text{ (voor } \omega = 2\pi\cdot 300 \text{ rad/s)} \tag{20}$$

Voor frequenties, waarbij aan (20) voldaan is, geldt het vervangingsschema van fig. 15. De spreiding tussen wikkeling 1-2 en 2-3 is $4S_1$, met:

$$4S_1 = L_1 - \frac{M_1^2}{L_1} \approx 2(L_1 - M_1)$$

De spreiding tussen wikkeling 1-3 en 4-5 is $4S_2$. De weerstand van wikkeling 13 is R_1.

Als we de transformatoren T_1 en T_2 uit fig. 9 gelijk onderstellen volgt met behulp van het vervangingsschema, dat voor de karakteristieke impedantie Z_n van de negistor geldt:

$$Z_n = (-\tfrac{1}{2}Z_1'AB + R_1 + R_2 + 4j\omega S_2)^{\frac{1}{2}}(-2Z_2'/AB + R_1 + 4j\omega S_1)^{\frac{1}{2}} \tag{21}$$

Hieruit volgt, dat voor $\omega = 2\pi\cdot 3400$ rad/s nog voldaan moet zijn aan:

$$4\omega S_2 \ll \tfrac{1}{2}\,|\,Z_1'\,|\,AB \text{ en}$$
$$4\omega S_1 \ll 2\,|\,Z_2'\,|\,/\,AB \tag{22}$$

om misaanpassing tussen kabel en negistor te voorkomen. (20) en (22) zijn bepalend voor het ontwerp van de transformatoren.[5]

6. Slotopmerkingen

Ten einde de voorafgaande theorie te verifiëren, hebben we een negistor volgens fig. 9 en 12 gebouwd.

De zelfinductie L van de transformatoren T_1 en T_2 bedraagt 150 mH. Rekenen we met een in- en uitgangsweerstand van versterker I van 10 Ω dan kan L zeker een factor drie kleiner zijn. De lusweerstand van de negistor voor gelijkstroom is slechts een paar ohm.

De versterking van de negistor kan worden ingesteld door de

[5]) De invloed van de ijzerverliezen en van de parasitaire capaciteiten van de transformatoren is verwaarloosd.

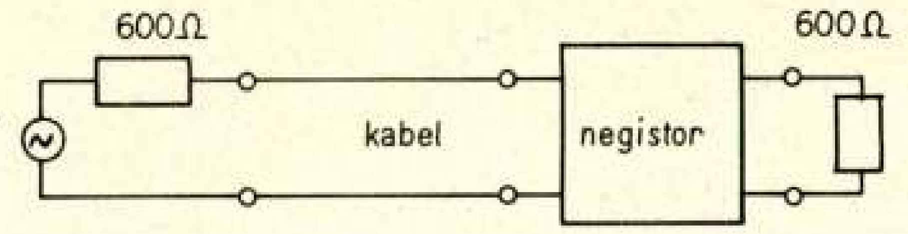


Fig. 16. Meetopstelling voor kabelverbinding met negistor.

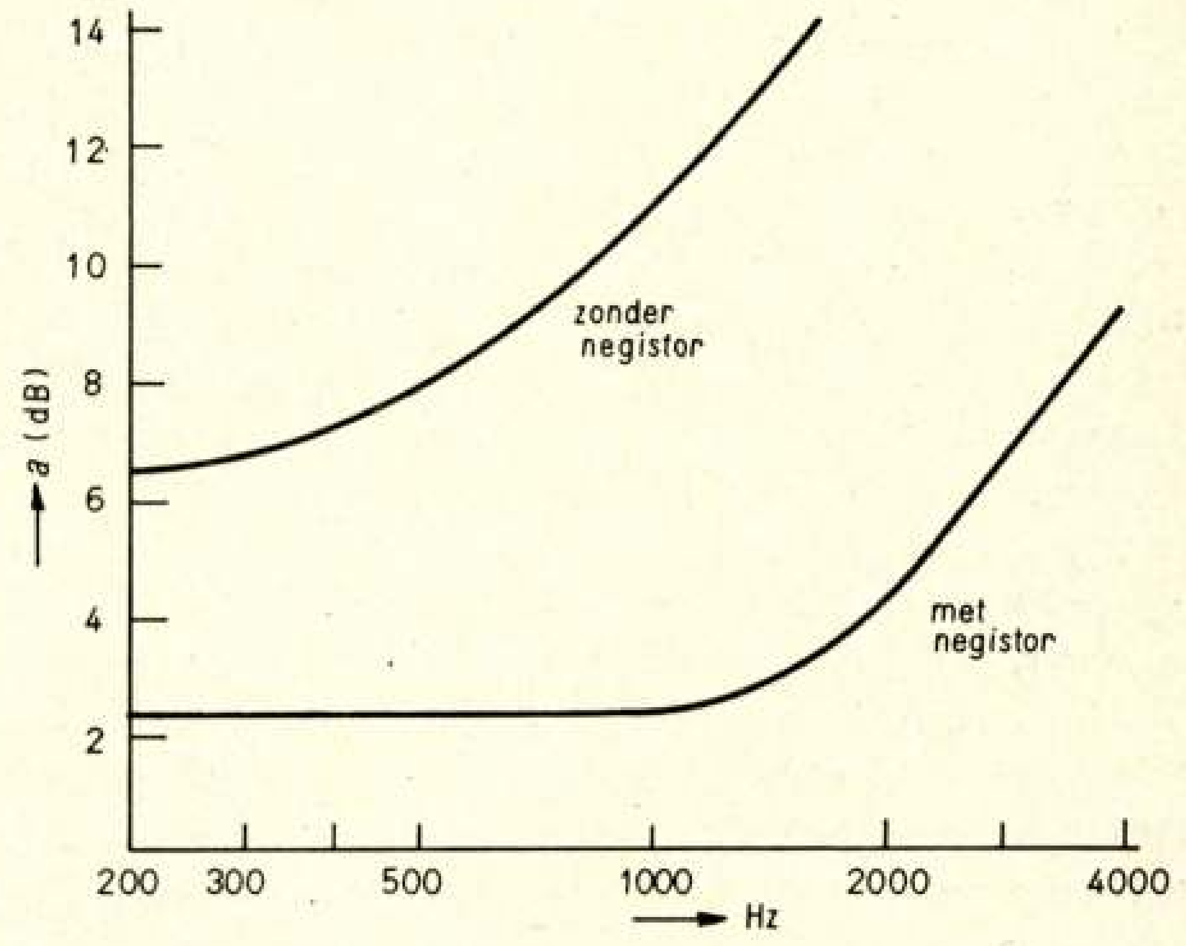


Fig. 17. Dempingskarakteristieken.

versterkingsfactoren van de versterkers I en II in stappen te variëren. De negistor is aangesloten op een kunstkabel met een lengte van 20 km gemeten (zie fig. 16).

Kabelgegevens: $R = 67\,\Omega$/km, $C = 36$ nF/km, $L = 0{,}81$ mH/km. De meetresultaten zijn uitgezet in fig. 17. Ter vergelijking is tevens de demping van de kabel zonder negistor, gemeten tussen dezelfde afsluitweerstanden, opgenomen. De versterking van de negistor is hierbij maximaal ingesteld. Dit wil zeggen, dat als we de schakeling aan in- en uitgang open laten of kortsluiten er nog juist geen instabiliteit optreedt, met een marge van ca. 0,5 dB.

7. Conclusies

Met de nieuwe negistorschakeling kunnen we een negistor bouwen, die mogelijk goedkoper en kleiner is dan de bestaande typen negistors, doordat de in de schakeling gebruikte transformatoren kleiner kunnen zijn.

Dit is bereikt door de aan de transformatoren te stellen eisen te verlichten met behulp van een versterkerschakeling met laagohmige in- en uitgang. De eisen zijn als het ware verlegd van de transformator naar de versterker. Door de kleine transformatoren neemt bovendien de lusweerstand van de negistor aanzienlijk af. Tevens wordt door de versterkerschakeling een extra vrijheidsgraad geïntroduceerd, waardoor het mogelijk is de karakteristieke impedantie en versterking van de negistor onafhankelijk van elkaar in te stellen. De afregeling van de negistor wordt hierdoor vereenvoudigd.

Literatuur

[1] Th. Grewe: Ein Zweidrahtverstärker mit negativen Widerständen N.T.Z. 11 (1955)

[2] Ir. A. P. Bolle: Stabiliteit van negistoren. Het P.T.T. Bedrijf, deel XII, no. 2, jan. '63, p. 73 en 74.

[3] S. J. Mason: Feedback Theory – Further Properties of Signal Flow Graphs. Proc. I.R.E. July '56 p. 920

Korte technische berichten

Auditieve informatie voor automobilisten

In samenwerking met het Bundesministerium für Verkehr in West-Duitsland is de firma Telefunken in 1961 begonnen met de ontwikkeling van een systeem waarmee de automobilist op snelle wijze kan worden gewaarschuwd voor opstoppingen e.d. op het direct voor hem liggende weggedeelte. Een dergelijk systeem zal moeten voldoen aan de volgende eisen: nagenoeg storingsvrije transmissie, automatische ontvangst van de mededelingen, uitsluitend ontvangst van berichten die betrekking hebben op het onmiddellijk vóór de automobilist liggende weggedeelte en rijrichtingselectie.

Het door de firma Telefunken ontwikkelde systeem werkt met langs de rijbaan ingegraven inductielussen, die telkens ± 3 km van de autoweg omsluiten. Bij voorkeur wordt een dergelijke lus aangebracht in een weggedeelte liggend tussen een oprit en een afrit van de betreffende autoweg. Naast de rijbaan wordt een AM-lange-golfzender (70,31 kHz, 40 W) en een bandrecorder (40 sporen, band zonder einde, bandsnelheid 9,5 cm/s) opgesteld. Op elk spoor van de band kan een boodschap van maximaal 60 s worden vastgelegd. De band is opgeborgen in een gemakkelijk verwisselbare cassette. Vanuit een centrale post kan met behulp van een toonfrequent multiplexsysteem één van de 40 boodschappen voor uitzenden worden geselecteerd.

De rijrichtingselectie wordt gerealiseerd met behulp van een zogenaamde inschakellus van 10 m lengte, die op een frequentie van 85,94 kHz zendt. Alleen wanneer een auto in de richting inschakellus/hoofdlus rijdt wordt de ontvanger in de auto ingeschakeld voor ontvangst van de boodschap. Op deze wijze kan ook voldaan worden aan de eis van automatische ontvangst. De ontvanger in de auto wordt daartoe uitgerust met een getransistoriseerde voortrap, die bij het omdraaien van de contactsleutel wordt ingeschakeld. Een normale autoradio wordt als ontvanger gebruikt. Indien men de radio niet ingeschakeld heeft zorgt de voortrap dat men het bericht toch ontvangt. Indien men een radioprogramma beluistert wordt dit tijdens het passeren van een lus onderbroken.

De combinatie inschakellus/hoofdlus maakt dit systeem ook geschikt voor wegen waarvan de rijbanen niet gescheiden zijn.

Op een aantal wegen in de buurt van Hannover is het hier beschreven systeem in de praktijk beproefd. De resultaten zijn zeer gunstig.

AEG-publikatie dd. 12-11-68.

Experimentele PCM-digitale telefooncentrale

In West Kensington (London) is een experimentele digitale telefooncentrale voor pulscodemodulatie (PCM) in gebruik genomen. De gesprekken worden, in groepen van 24, als digitale impulsen geschakeld met een snelheid van 1,5 miljoen bits per seconde. Wanneer tussen conventionele telefooncentrales met elektromagnetische schakelaars transmissie met PCM plaatsvindt, moeten de signalen bij ingang en uitgang worden gedecodeerd en gecodeerd. Dit betekent niet slechts additionele kosten voor codeer- en decodeerapparatuur, maar bovendien een kleine, maar onnodige, vervorming. Deze bezwaren worden ondervangen door digitaal schakelen. Vooral voor gesprekken in grote steden betekent de combinatie van PCM-transmissie en digitaal schakelen een belangrijke reductie van de transmissieverliezen. Het schakelen wordt verricht door microcircuits die elk 24 gesprekken gelijktijdig verwerken. Het aantal kruispunten wordt derhalve gereduceerd en de toepassing van microcircuits kan de bedrijfszekerheid vergroten. Continu storingzoeken met hoge snelheid is mogelijk.

Deze experimentele centrale dient vooral om het gebruik van genoemde nieuwe componenten in de praktijk te beproeven op bedrijfszekerheid en levensduur en om de beste lay-out te vinden ten einde ongewenste beïnvloeding door stoorsignalen van andere apparatuur te vermijden. Ook de kritische eisen voor timing en voor produktietoleranties worden beproefd. Sj.

Electronic Engineering, oktober 1968, blz. 578.

Telefoonkabelverbinding met halfgeleiderapparatuur

De Oostenrijkse telefoondienst heeft tussen Salzburg en Bischofshofen over een afstand van ongeveer 60 km een 2700-gespreksverbinding in dienst gesteld waarvan de apparatuur geheel uitgerust is met halfgeleiders. Het systeem werd geleverd door de Standard Telephones and Cables (STC).

De verbinding maakt gebruik van 12 MHz-apparatuur, werkend over twee ϕ 9,5 mm coaxiale kabels. Tussen twee opeenvolgende versterkerstations werd een afstand van ongeveer 2,5 km kozen. Op deze wijze behoefde men slechts een beperkt aantal nieuwe versterkerstations bij te bouwen in het bestaande 4 MHz-systeem, waarbij de afstanden tussen de stations ongeveer 5 km bedragen. De versterkingsgraad om aan deze vereisten te voldoen bedraagt 37 dB bij 12,5 MHz.

In de lijnversterker, die voorzien is van individuele en gecombineerde terugkoppeling, zijn over drie trappen planaire siliciumtransistoren toegepast. Bij het ontwerp is ernaar gestreefd een laag ruisniveau en een gunstige overbelastbaarheid te realiseren gecombineerd met een laag energieverbruik (0,64 W). De bij deze verbinding gemeten transmissiekwaliteit bleek ruimschoots aan de eisen te voldoen. Het ruisniveau van 1 pW/km ligt belangrijk onder de C.C.I.T.T.-eis van 3 pW/km. v. R.

ITT-Persbericht, nr. 309, 8 juli 1968.

Schakelaar maakt gebruik van Hall-effect

Door de firma Micro Switch, USA is een schakelaar ontwikkeld die gebruik maakt van het zogenaamde Hall-effect. Het elektronische gedeelte van deze schakelaar bestaat uit één enkel geïntegreerd circuit waarin de volgende elementen zijn ondergebracht: een element dat een Hall-effect-spanning genereert, een flipflop die de Hall-effect-spanning digitaliseert en een versterker die de uitgangsspanning van de flipflop op een voor een rekenmachine bruikbaar niveau brengt. Bij het bedienen van de schakelaar worden twee magneten in de nabijheid van het geïntegreerde circuit gebracht. Het veranderende magnetische veld veroorzaakt een verandering in de Hall-effect-spanning. De fabrikant noemt de volgende voordelen: volledige eliminatie van 'contact-bounce', grotere betrouwbaarheid ten gevolge van het gebruik van geïntegreerde circuits en lagere kosten. v. R.

Electronic Design, september 26, 1968

Varia

Symposium over elektromagnetische golven

In de week van 24 tot en met 29 juni 1968 vond in Stresa (Italië) het symposium over elektromagnetische golven plaats, dat Commissie VI van de 'Union Radio Scientifique International' (URSI) om de drie jaar organiseert. Een aantal personen uit de Nederlandse ingenieurskringen volgden dit symposium. De behandelde onderwerpen waren onderverdeeld in zeven groepen, met als titels:

1. Wave propagation in inhomogeneous and anisotropic media;
2. Propagation in random media;
3. V.L.F. Propagation;
4. Non-linear phenomena in wave propagation;
5. Antennas;
6. Application of computers and numerical methods;
7. a. Diffraction, b. Miscellaneous.

Bij vroegere symposia werden voor enkele van deze groepen gelijktijdig lezingen van ongeveer 20 minuten georganiseerd, met het nadeel dat men somtijds een moeilijke keuze moest maken tussen twee belangwekkende voordrachten die op het zelfde moment gehouden werden. Om aan dit bezwaar tegemoet te komen, werden de lezingen thans niet gelijktijdig gegeven. Elke groep kreeg een gehele of gedeeltelijke dag toegewezen.

De bijeenkomst van een groep werd geopend met één of meer voordrachten van ongeveer 60 minuten. Deze werden gehouden door daartoe uitgenodigde experts van wereldnaam, die onder meer de verschillende ingediende artikelen de revue lieten passeren en van het betrokken werk de aard, omvang en betekenis bespraken. Hierna kregen de schrijvers elk gedurende vijf minuten de gelegenheid nog nadere toelichtingen te geven. Dit laatste is, naar mijn mening, geen volledig succes geworden: vijf minuten is, zeker voor degenen die Engels niet als moedertaal hebben, uitermate kort om een zinnige toelichting te geven op een arbeid, waaraan veelal jarenlang onderzoekingswerk is besteed. De ingediende artikelen zelf konden niet van tevoren worden bestudeerd, omdat zij òf te laat, òf in te gering aantal beschikbaar waren. Al met al blijft het voor velen de vraag, of de gewijzigde opzet van het symposium inderdaad een verbetering is geweest.

De indeling in groepen is noodzakelijkerwijs enigszins willekeurig: reeds bij de aanvang werd erop gewezen dat het overgrote deel van het besprokene zonder bezwaar in groep 6 geplaatst had kunnen worden. Inderdaad worden thans de meeste beschouwingen toegelicht met numerieke voorbeelden en worden vele technische problemen opgelost door een numerieke techniek te ontwikkelen voor het bepalen van de oplossingen van de vergelijkingen die het probleem beschrijven. Slechts in groep 1 kwamen naar verhouding veel theoretische beschouwingen zonder numeriek werk voor. In deze groep werd aandacht geschonken aan de algemene theorie van golfvoortplanting door anisotrope en inhomogene media, waarbij ook periodieke structuren, plasma's en met dergelijke media gevulde golfpijpen en trilholten in beschouwing werden genomen. Hierbij werd door één der inleiders, prof. L. B. Felsen een overzicht van nog op te lossen klassen van vraagstukken gegeven, waarin uitdrukkelijk gewezen werd op het belang van asymptotische benaderingen voor grote waarden van de frequentie, de *stralentheorie*. Het toepassen van deze theorie kwam in groep 2 veelvuldig aan de orde; een aanduiding van het grote aantal elektrotechnici dat zich thans met de 'quasi-optica' bezighoudt.

In de naar verhouding kleine groepen 3 en 4 kwamen respectievelijk de golfvoortplanting door de ionosfeer en door niet-lineaire systemen aan de orde. In het bijzonder biedt de studie van het elektromagnetische gedrag van niet-lineaire media en van media die dispersie (ruimtelijk en in de tijd) vertonen, uitzicht op veel belangrijk werk in de naaste toekomst.

De beschouwingen in groep 5 waren voor een groot deel gewijd aan de zgn. 'phased arrays', een onderwerp dat, volgens de inleider dr. R. C. Hansen, in de eerstkomende jaren zeer veel aandacht zal krijgen. De voordrachten in groep 6 en groep 7 brachten in het bijzonder de grote ontwikkelingen op het gebied van het numeriek oplossen van technische vraagstukken naar voren. Daarbij werd veel belangstelling getoond voor problemen rond trilholten, dit in verband met toepassingen op het gebied van lasers. Interessant waren ook de – bescheiden – bijdragen met betrekking tot holografie m.b.v. microgolven.

Zeer in het algemeen was er bij het gepresenteerde werk een tendens waar te nemen in de richting van het toepassen van quasi-optische methoden. Het symposium leverde de deelnemers een fraai overzicht van recente onderzoekingen en een indruk van de problemen, waaraan in de naaste toekomst gewerkt zal worden.

Dr. ir. H. J. Frankema.

XIIe Salon international des composants électroniques, Ve Salon international de l'électro-acoustique

Van vrijdag 28 maart tot woensdag 2 april 1969 wordt de 'XIIe Salon international des composants électroniques' tegelijk met de 'Ve Salon International de l'électro-acoustique' gehouden in de 'Hall Monumental du Parc des Expositions de la Porte de Versailles'.

Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Service des Relations Extérieures de la FNIE, 16 Rue de Presles 75-Paris 15e, tel.: 273 24 70.

Conference on Switching Techniques for Telecommunication Networks, van 21 ... 25 april 1969 te Londen (Savoy Place)

Deze conferentie wordt georganiseerd door het 'Institution of Electrical Engineers' in samenwerking met het 'Institution of Electronic and Radio Engineers en het 'Institute of Electrical and Electronic Engineers (United Kingdom and Republic of Ireland Section)'.

De onderwerpen die aan de orde zullen komen zijn:

- Switching and control techniques and systems (excluding telegraph and data store and forward techniques).
- Network control and management.
- Choice of techniques for future systems, and planning development to meet needs.

Voor het verkrijgen van nadere inlichtingen en van inschrijfformulieren wende men zich tot: Conference Department, IEE, Savoy Place, London W.C.2. (Tel. 01-240 1871).

Nuclear Electronics Symposium 6 ... 8 mei 1969 te Ispra. Call for papers

De 'North Italy Section' van het 'Institute of Electrical and Electronics Engineers verzoekt om inzending van voordrachten voor dit symposium *vóór 10 januari 1969* over de volgende onderwerpen:

- preamplifiers for nuclear detection
- amplifiers: shaping, dc restoration, baseline shift
- problems of time resolution
- pulse height analysers

- time sorters
- computers on line and data reduction in nuclear experiments
- statistics in nuclear electronics

Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Prof. Luciano Stanchi, C.C.R. Euratom, 21020 Ispra, Italy.

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 6108, Den Haag. Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Den Haag.
Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

In Memoriam Prof. Dr. G. Holst

Op 11 oktober jl. overleed Prof. Dr. G. Holst op 82-jarige leeftijd. Hij was oud-directeur en tevens de grondlegger van het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips te Eindhoven.

Prof. Holst, [1]) geboortig uit Haarlem, waar zijn vader directeur van een scheepswerf was, ging na zijn middelbare opleiding wis- en natuurkunde studeren aan de Technische Hogeschool te Zürich. In 1910 keerde hij terug naar Nederland om assistent te worden van prof. Kamerlingh Onnes te Leiden, die grote bekendheid had gekregen omdat hij er in geslaagd was ook het helium vloeibaar te maken. In Leiden schreef Holst zijn proefschrift over 'Les propriétés thermiques de l'ammoniaque et du chlorure de méthyle' waarop hij in 1914 in Zürich promoveerde. In zijn Leidse tijd valt ook de ontdekking der supergeleiding. Holst had een werkzaam aandeel in de proeven die tot de ontdekking van dit merkwaardig verschijnsel leidden.

Op 1 januari 1914 trad Holst als eerste natuurkundige in dienst van de N.V. Philips, een industrie die zich toen alleen met de vervaardiging van gloeilampen bezighield. Spoedig kreeg hij hulp o.a. van dr. Oosterhuis die nog in de loop van hetzelfde jaar 1914 in dienst trad. Met de inrichting van een eenvoudig laboratorium werd begonnen. Het werk dat aanvankelijk alleen gericht was op de verschijnselen, die zich in een gloeilamp afspelen werd reeds spoedig op andere gebieden gericht, waarvan het gebied der gasontladingen één der eerste was.

Men dient te bedenken dat er in die tijd, zeker in Europa, nog ernstige twijfel bestond over het nut van research in de industrie. Het werk van Holst en zijn medewerkers heeft zeer sterk de positie van de research in de industrie helpen versterken.

In 1926 werd een nieuw laboratorium aan de Kastanjelaan betrokken, toen nog gelegen in het 'vrije veld', later omringd door en ingeklemd tussen vele fabrieken, waarvan het ontstaan mede te danken was aan het werk op allerlei gebied dat in dit laboratorium werd verricht.

[1]) Van de hand van prof. ir. B. D. H. Tellegen verscheen in het Algemeen Gedeelte van *De Ingenieur* 1968 nr. 47, blz. A 683 reeds een herdenking van prof. Holst.

De redactie publiceert echter gaarne te dezer plaatse een tweede 'In memoriam', meer speciaal voor de leden van het NERG, die *De Ingenieur* niet in zijn geheel ontvangen.

Zoals bekend beslaat de activiteit van de N.V. Philips thans aanzienlijk meer dan het gebied der verlichting. In dit verband past het om de gebieden der radio, communicatie en televisie te noemen, die alle hun voorlopers in het natuurkundig laboratorium vinden. Op de gebieden der natuur- en scheikunde kunnen nog meerdere voorbeelden worden genoemd.

Zoals wij Holst dankbaar moeten zijn voor zijn inzicht en leiding, die gevoerd hebben tot een industrielaboratorium, dat het grootste in Europa is, zo moet men hem ook dankbaar zijn voor de invloed die hij gehad heeft op de stijl van werken in dit laboratorium. Holst geloofde niet in een straffe organisatie, hij trachtte zijn medewerkers te overtuigen en ze enthousiasme bij te brengen. In discussies wist hij zijn medewerkers uit te dagen en ze te prikkelen tot verder onderzoek. Hij deed daarbij soms beweringen, die zeer aanvechtbaar waren, doch die de bedoeling hadden de gesprekspartners tot intensief nadenken te brengen.

Ook in deze stijl van werken heeft hij school gemaakt. Nog steeds heersen in het huidige laboratorium tal van opvattingen en gedragsregels waarin de gedachten van Prof. Holst zijn terug te vinden.

Prof. Holst werd in 1946 gepensioneerd. Daarna heeft hij zowel binnen de N.V. Philips, als in de Nederlandse samenleving nog een belangrijke rol gespeeld. Gedurende tien jaren was hij nog commissaris der N.V. Philips en tien jaren curator der T.H. Delft, waarvan zeven jaar president-curator. De stichting van de T.H. Eindhoven werd voorbereid door een commissie Holst. Deze opsomming, die niet volledig is, is voldoende om aan te tonen dat Prof. Holst in het technisch-wetenschappelijk onderwijs in Nederland een grote rol heeft gespeeld.

Wij in ons laboratorium zullen Prof. Holst blijven gedenken als de man die zeer veel heeft bijgedragen tot de ontwikkeling der wetenschap en techniek in de industrie en daarmee grote mogelijkheden heeft geschapen, die zowel de beoefenaars dezer wetenschap en techniek als de industrie ten goede is gekomen en naar we vertrouwen ten goede zal blijven komen.

J. Haantjes.

Voorgesteld als lid:

Ir. B. Zanting, Burg. Caan v. Necklaan 333, Leidschendam.

Nieuwe adressen van leden

Ir. P. H. A. Hoffmann, Lohengrinstraat 60, Amstelveen.
Ir. J. Mandema, Jacob v. Ruysdaellaan 15, Oegstgeest.
Ir. W. F. Reeser, v. Alkemadelaan 886, Den Haag.
Ir. G. Rosier, Sumatralaan 42, Hilversum.
G. Schenkel, Philips Kapittelweg 10, Breda.
Ir. J. S. van Sinttruyen, Bosboom Toussaintplein 123, Delft.
W. F. Springer, Gaspeldoornlaan 42, Eindhoven.
Ir. J. J. Visser, Hofdijk 38, Oegstgeest.
Ir. J. A. G. G. de Vries, Koedijk 28, Huizen (N.H.).